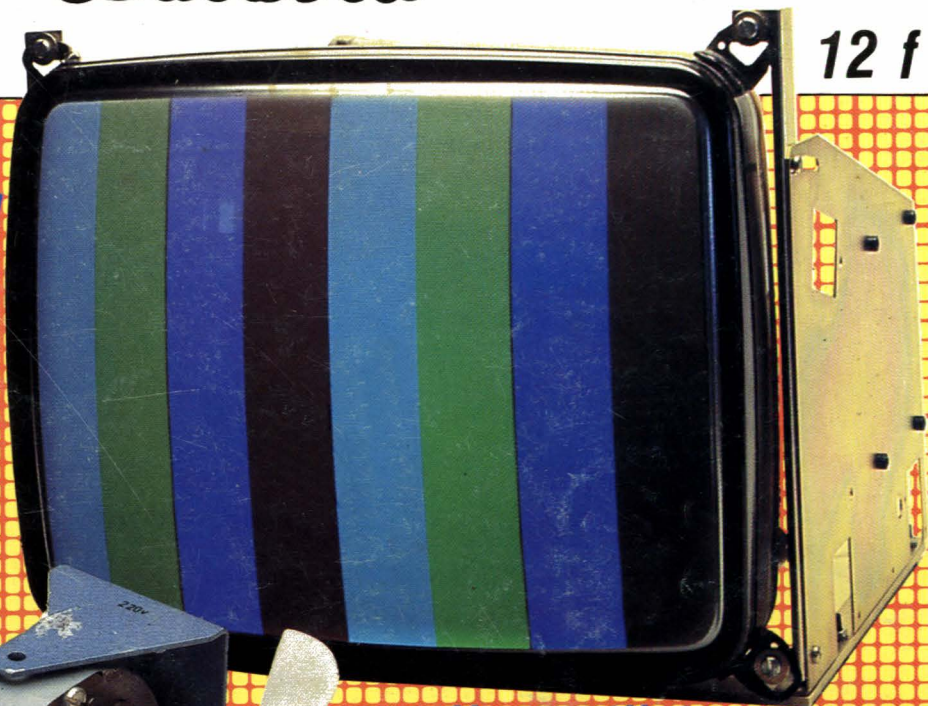


Système TV multistandard

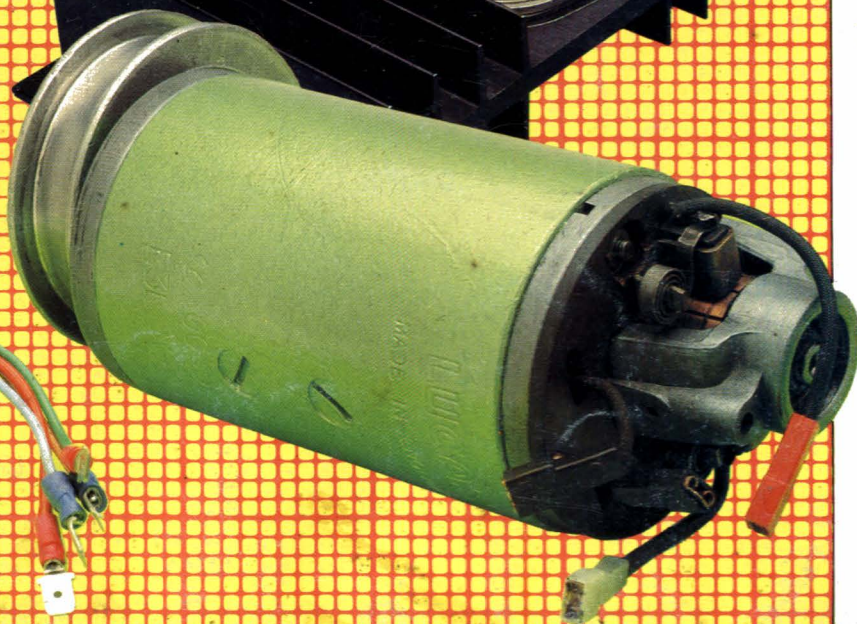
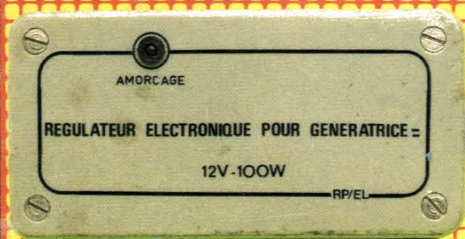


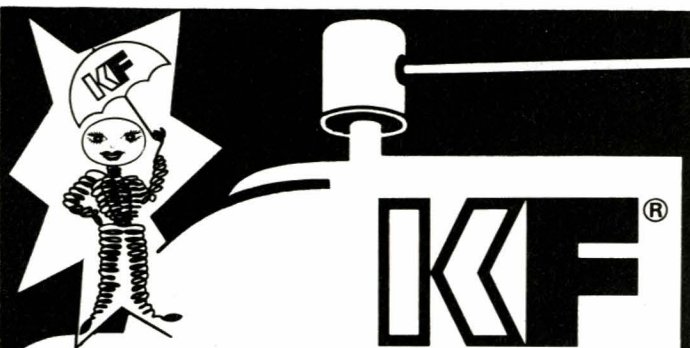
LE MONITEUR COULEUR

Un ventilateur
thermostaté
pour montages
de forte puissance



Régulateur électronique pour génératrice





des produits pour

L'ELECTRONIQUE

En fabrication, en maintenance, en recherche, les produits K.F., en atomiseurs ou en emballages conventionnels, permettent de réaliser en toute sécurité et efficacité la protection, l'isolation, le refroidissement, l'évacuation thermique, les nettoyages spécifiques, la désoxydation, la déshumidification, la lubrification, le dessouage, l'enrobage, etc...

K.F. 300 produits de qualité. LES PLAQUES PRÉSENSIBILISÉES Positives et Négatives K.F. BOARD, pour la fabrication des circuits imprimés, assurent une très bonne définition. Grand choix dimensionnel en Epoxy ou Bakélite, simple et double face. Et pour la reproduction directe, les films positifs RDCI.



des matériels pour réaliser

LES CIRCUITS IMPRIMÉS



Produits conçus et fabriqués en France

SICERONT K.F. S.A.

304, boulevard Charles de Gaulle - BP 41 - Tél. (1) 794.28.15
92393 Villeneuve la Garenne Cedex - Téléc : SICKF 630984 F

RADIO PLANS

électronique

Loisirs

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris.
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droits ou ayants-causes, est illicite » (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an **112 F** - Étranger : 1 an **180 F** (12 numéros).
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré
à 102 100 exemplaires

Copyright © 1983



Dépôt légal septembre 1983 - Éditeur 1149 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

Temps

- moins de deux heures de câblage
- entre deux et quatre heures de câblage
- plus de quatre heures de câblage.

Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.

Difficulté

- Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.
- Montage nécessitant des soins attentifs.
- Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire (mesures, manipulations).

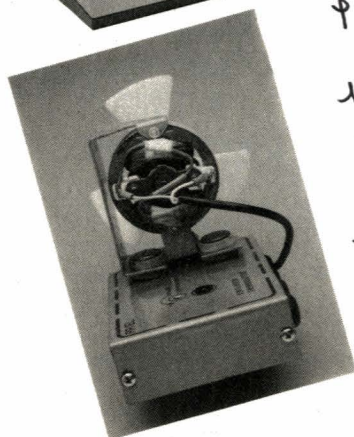
Dépense

- Prix de revient inférieur à 200 francs.
- Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.
- Prix supérieur à 400 francs.

SOMMAIRE

N° 430
SEPTEMBRE 1983

REALISATIONS



19

Dégivrage automatique pour réfrigérateur

27

Transmission BF sur secteur (modulation de fréquence)

43

Pour vos montages de puissance un ventilateur thermostaté

51

Régulateur électronique pour dynamo

63

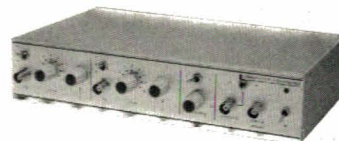
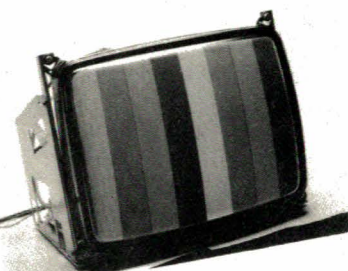
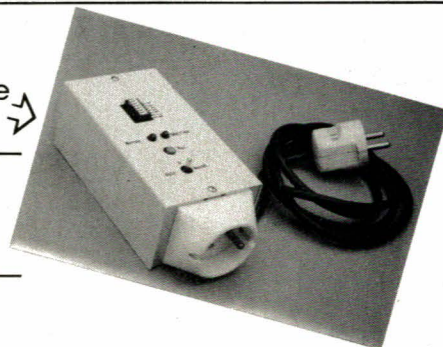
Emetteur RC à synthèse, affichage sur roues codeuses

75

Moniteur couleur

93

Commutateur 2 x 15 MHz



TECHNIQUE



35

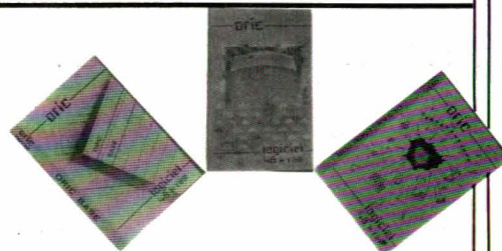
Un auxiliaire précieux au labo le CONPA 2010-2011

μINFORMATIQUE

Ce numéro comporte un encart « Fiches composants » numéroté 59, 60, 61, 62

71

De nouveaux logiciels pour l'ORIC I



DIVERS

Ont participé à ce numéro :
M. Barthou, C. Basso,
J. Ceccaldi, Cyrilla,
C. Couillec, Crescas,

3

Page circuits imprimés

97

Droit de réponse

F. de Dieuleveult, P. Gueulle,
M.A. de Jacquilot,
F. Jongbloët, C. Pannel,
P. Patenay, R. Rateau,
J. Sabourin.

ENSEMBLES DE R/C PCM - 1 A 14 CANAUX

LEXTRONIC propose une gamme étendue d'ensembles E/R de radiocommande, utilisant du matériel de haute qualité, ces appareils sont étudiés afin de permettre la commande à distance de relais avec une grande sécurité de fonctionnement, grâce à un codage à l'émission et à la réception en PCM, pratiquement imbrouillables par les CB, Talky-Walky, radiocommandes digitales, etc. Les portées de ces appareils sont données à titre indicatif, à vue et sans obstacle, pour de plus amples renseignements, consultez notre catalogue.

- **ENSEMBLE MONOCANAL 27 ou 72 MHz** (portée supérieure à 1 km). Programmation du code à l'émission et à la réception par mini-interrupteurs. Puissance : 1 WHF, 12 V. Platine seule (HF + codeur) dimensions : 110 x 25 x 16 mm.

Compl. en kit, sans quartz : **286,00** Monté : **434,40**

Récepteur monocanal : livré avec boîtier (dim. : 72 x 50 x 24 mm), sortie sur relais étanches : 2RT 5A. Alimentation : 4V8.

Complet, en kit, sans quartz : **313,50** Monté : **462,00**

- **ENSEMBLE MONOCANAL MINIATURE 41 MHz** (portée supérieure à 1 km). Programmation du code à l'émission et à la réception par mini-interrupteurs (8192 combinaisons). **Émetteur** livré en boîtier luxe (même modèle que EM 03L). Dimensions du boîtier, pile comprise : 92 x 57 x 22 mm. Puissance HF : 600 mW, 9 V. **Complet en kit**, avec boîtier, antenne télescopique, etc.,

Sans quartz : **249,00** Monté : **349,00**

Livrable également sur demande avec antenne « caoutchouc » 10 cm pour une portée inférieure à 150 m.

Récepteur monocanal livré en boîtier plastique, alimentation 9 à 12 V. Sortie sur relais IRT. 10 A. Dimensions : 72 x 50 x 24 mm.

Complet en kit, sans quartz : **313,50** Monté : **462,00**

- **ENSEMBLE 4 CANAUX 27 ou 72 MHz** (portée 300 m). **Émetteur miniature 4 canaux**, 350 mW, 9 V, complet avec boîtier (dim. : 90 x 57 x 22 mm).

Manches de commande

etc., sans quartz :

en kit : **218,00**

Monté : **306,15**

Récepteur 4 canaux, alim. 4,8 V, livré avec boîtier (72 x 50 x 24 mm), sortie sur relais IRT 2 A.

Complet en kit, sans quartz : **345,40** Monté : **492,50**

- **ENSEMBLE 14 CANAUX 27 ou 72 MHz** - (portée supérieure à 1 km) à commandes momentanées ou avec mémoires.

Émetteur 14 canaux, 1 WHF, 12 V, complet avec boîtier (dim. 128 x 93 x 35 mm). Antenne télescopique, manches de commande, etc.,

Sans quartz en kit : **526,35** - Monté : **725,45**

Option : Batterie 12 V. 500 mAh : **201,85 F.**

Récepteur 14 canaux : sortie sur relais étanches 2RT 5A. Complet en version monocanal,

Sans quartz en kit : **360,40** - Monté : **461,40**

Par canal supplémentaire, en kit : **70,40** - Monté : **81,40.**

• Egalement disponible : ensemble 14 CX 41 MHz en FM, (nous consulter).

MANCHE DE TELECOMMANDE PROPORTIONNEL 2 VOIES

SLM avec pots 5 Ω ou 220 kΩ 79,00 55,00

MANCHE PROFESSIONNEL, LEXTRONIC 2 VOIES

(utilisé sur X007) 150,00 120,00

MANCHE A VOLANT 1 VOIE p. voiture RC 82,50 55,00

PROMOTIONS DU MOIS

Contre enveloppe timbrée

NEW !

OUVERTURE D'UN RAYON ALARME

ENSEMBLE E/R A BARRIERE INFRAROUGE INVISIBLE (PORTEE MAXI 30 M).

- **ÉMETTEUR INFRAROUGE**, piloté par quartz, alimentation 12 V, livré avec boîtier. Dim. 57 x 36 x 22 mm.

En kit **108,00** Monté **148,00**

- **RÉCEPTEUR INFRAROUGE**, alimentation 12 V, sortie sur relais temporisé (90 s) 1 RT contact 10 A, livré avec boîtier. Dim. 70 x 50 x 23 mm.

En kit **185,00** Monté **245,00**

CENTRALE D'ALARME PROGRAMMABLE CAP 002

Pour la protection électronique d'appartement, pavillon, magasin, voiture, moto, etc., déclenchement par boucle périphérique ou radar ; programmation des temporisations d'entrée, de sortie et durée d'alarme. Arrêt et remise à zéro automatique évitant les déclenchements intempestifs. Sortie sur relais IRT, contact 10 A. Permet de déclencher une sirène intérieure ou extérieure, l'éclairage des lieux, un transmetteur téléphonique ou la transmission par radio, etc.

Contrôle visuel par LED clignotant de la mise en service, de l'alarme, de la mémorisation de l'alarme en votre absence. Poussoir de test de la boucle ou radar. Alimentation 12 V.

PLATINE CAP 002 seule (dim. 140 x 65 mm), sortie sur relais 1RT 10 A. **Complète en kit** **325,00**

Platine CAP 002 montée et réglée **398,00**

(Documentation gratuite contre enveloppe timbrée)

PROMO SERVOS

- LX76RS, monté 188,90 135 F
- LX75LS ou LX76RS avec ampli NE 544K, complet en kit avec notice 141,90 100 F
- Mécanique seule avec potentiomètre 5 K, moteur, LX75 ou LX76RS 79,20 55 F
- Mécanique seule avec potentiomètre 5 K, sans moteur 30 F

Notice «SERVOS» : 6 F

Veuillez m'adresser **VOTRE DERNIER CATALOGUE + LES NOUVEAUTÉS** (ci-joint 30 F en chèque) ou seulement vos **NOUVEAUTÉS** (ci-joint 10 F en chèque)

Nom Prénom RP

Adresse

LEXTRONIC

33-39, avenue des Pinsons

93370 MONTFERMEIL

C.C.P. La Source 30.576.22 - Tél. 388.11.00 (lignes groupées)

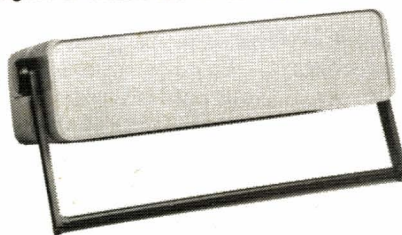
Ouvert du mardi au samedi de 9 à 12 h et de 13 h 30 à 18 h 30

Fermé dimanche et lundi

CREDIT CETELEM • EXPORTATION : DETAXE SUR LES PRIX INDICÉS

coffret **MMP** amplifie l'électronique !

Esthétique et robuste, il met en valeur vos réalisations. Isolant, il évite court-circuit et risque électrique. Pratique, tout est prévu pour fixer les C.I. et loger les piles. Se perce et se découpe sans problème... COFFRET M.M.P. **Nouveau** : poignée orientable 220 PP ou PM/PG.



SERIE «PUPICOFFRE»

10 A, ou M, OU P 85 x 60 x 40

20 A, ou M, ou P 110 x 75 x 55

30 A, ou M, ou P 160 x 100 x 68

* A (alu) - M (métallisé) - P (plastique)

SERIE «PP,PM»

110 PP ou PM 115 x 70 x 64

115 115 x 140 x 64

116 115 x 140 x 84

117 115 x 140 x 110

220 220 x 140 x 64

221 220 x 140 x 84

222 220 x 140 x 114

220 PP ou PM/PG

* PP (plastique) - PM (métallisé)

SERIE «L»

173 LPA avec logement pile face alu 110 x 70 x 32

173 LPP avec logement pile face plas. 110 x 70 x 32

173 LSA sans logement face alu 110 x 70 x 32

173 LSP sans logement face plast. 110 x 70 x 32

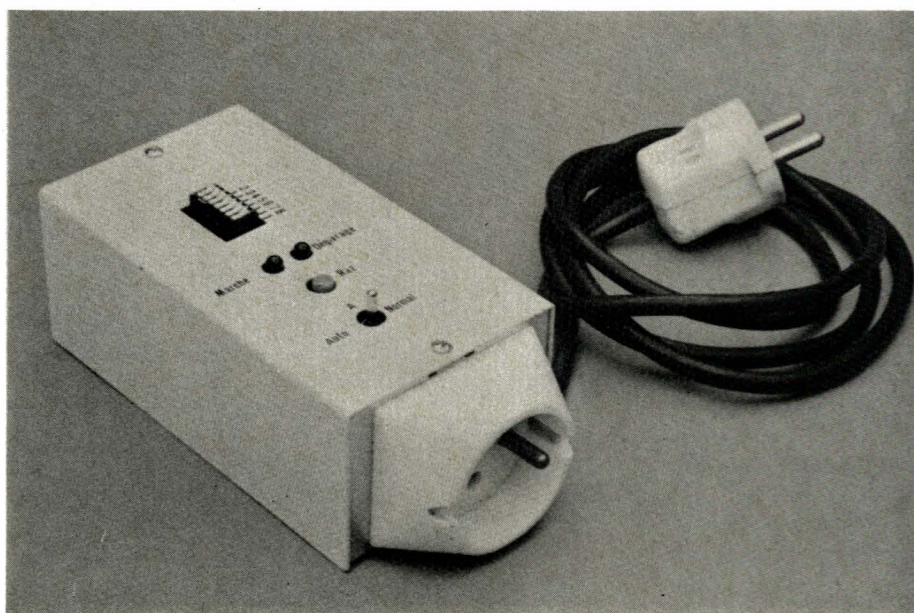
• Gamme standard de **BOUTONS DE RÉGLAGE**

MMP 10, rue Jean-Pigeon
94220 CHARENTON. Tél. 376.65.07

Dégivreur automatique pour réfrigérateur



Si les récents modèles de réfrigérateurs sont munis de dispositifs de dégivrage automatique, il n'en va pas de même pour les modèles plus âgés qui ne sont pas pour autant à bout de souffle et qui ont encore de belles années de fonctionnement devant eux. C'est pour tous ces appareils que nous avons conçu le montage que nous vous proposons dans les lignes qui suivent. Dans notre esprit, le montage proposé devait être adaptable à tous les appareils en service et sans aucune intervention mécanique ou électrique de façon à éviter toute complication inutile. Son adjonction avait pour but essentiel, outre la réduction de consommation du réfrigérateur d'éviter les inévitables inondations de cuisine lorsque tous les trimestres voire tous les ans, on pensait à le faire dégivrer.



Le problème, les solutions

De façon à éviter les inondations résultant de la fonte du givre qui se forme sur les parois du bloc de refroidissement, qui est en général le bac à glaçons, il faut dégivrer régulièrement tous les réfrigérateurs. Lorsque cette opération est effectuée régulièrement, une baisse sensible de la consommation de l'appareil est

observée car il n'a alors qu'un faible volume à maintenir à basse température alors qu'avec le givre accumulé sur le compartiment à glaçons, ce volume est parfois doublé quand ce n'est pas triplé.

On peut toutefois se demander ce qu'est un dégivrage régulier pour des conditions d'utilisation courantes. Sans entrer dans des considérations inextricables, disons que l'idéal consiste à effectuer un dégivrage quotidien, solution adoptée par de

nombreux fabricants pour les modèles munis de dispositifs automatiques. Une telle fréquence peut paraître élevée mais ne nuit aucunement à la conservation des aliments, alors pourquoi s'en priver !

Ces premières remarques nous conduiront donc à prévoir un dégivrage quotidien.

Le deuxième problème est la durée du dégivrage. Celui-ci est terminé lorsque tout le givre déposé sur les parois a fondu, ce qui a pour

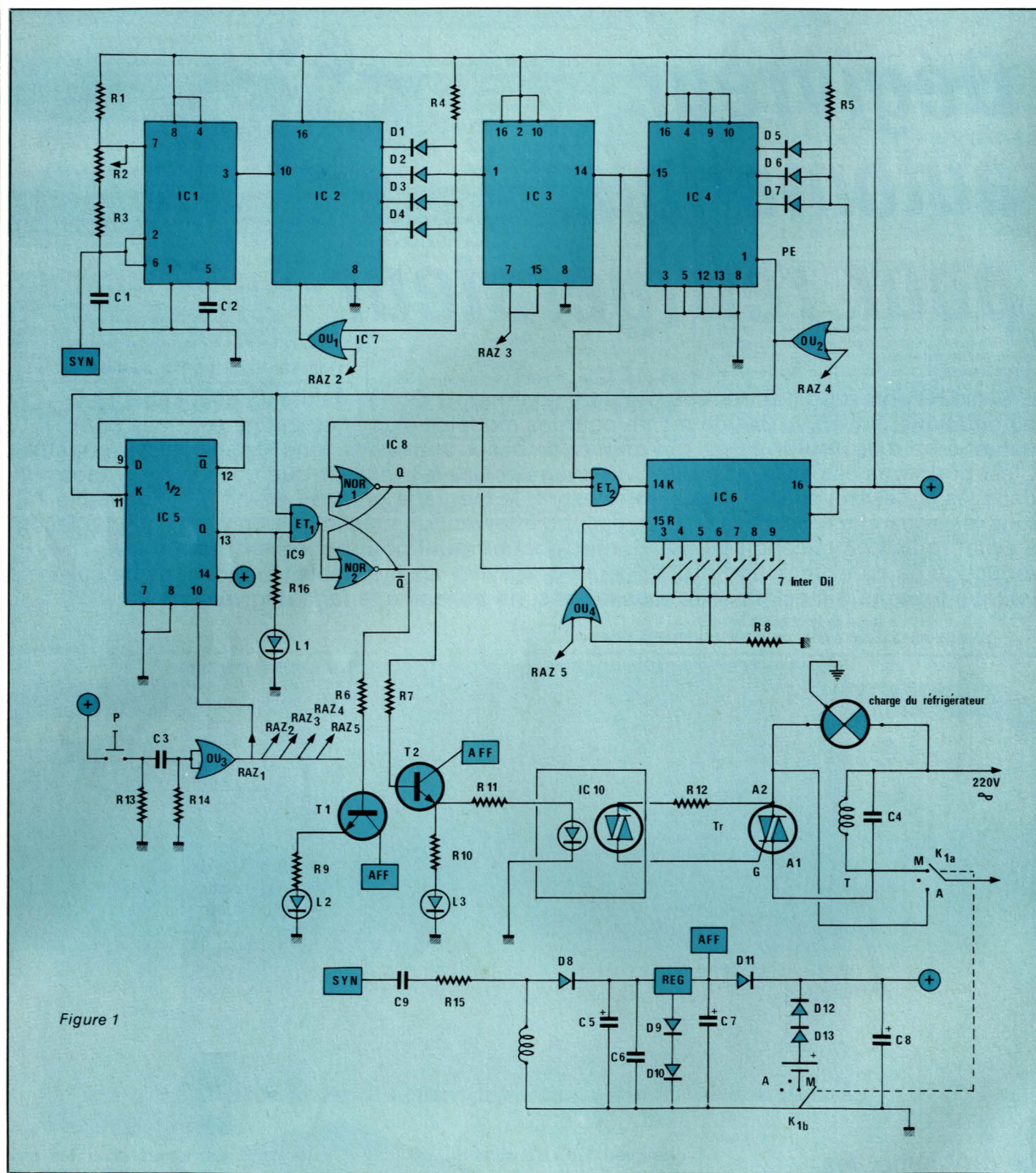


Figure 1

conséquence de permettre une remontée en température du réfrigérateur, ce qu'il faut bien entendu éviter. Un capteur de température serait le bienvenu pour nous indiquer la fin du dégivrage mais comme nous nous sommes fixé comme impératif de ne pas intervenir mécaniquement ou électriquement sur le réfrigérateur, cette solu-

tion a été rejetée. La solution de remplacement un peu moins élégante que celle utilisant un capteur de température mais néanmoins satisfaisante consiste simplement à prévoir un temps déterminé pour le dégivrage de chaque appareil. Etant donné que ce dégivrage sera quotidien, la durée de celui-ci, une fois déterminée, (avec une précision

d'une heure) sera quasi constante pour une utilisation courante.

Compte tenu de ces diverses remarques, notre montage effectuera donc une coupure de l'alimentation du réfrigérateur à heure fixe et ce pendant une durée que l'on déterminera expérimentalement, chose aisée à réaliser comme nous le verrons plus loin.

Voilà pour le principe, nous allons passer maintenant à la description et à l'analyse proprement dite du montage.

Analyse du schéma de principe

Etant donné que le temps intervient dans le principe même de notre réalisation, il ne faut pas s'étonner de trouver une base de temps dans le schéma de la **figure 1**. Pour éviter toute dérive de celle-ci, nous avons opté pour un modèle synchronisé par le secteur E.D.F. qui, malgré sa simplicité et son faible coût, est très stable. L'oscillateur utilise un 555 qui délivre des signaux carrés de fréquence 50 Hz, celle-ci étant ajustée à l'aide de R_2 en l'absence de synchronisation. Les signaux de synchronisation sont pour leur part prélevés aux bornes du secondaire de transformateur d'alimentation T et appliqués via R_{15} et C_9 à la patte de 2 du 555. A noter que la synchronisation sur la fréquence du secteur se produit même lorsque R_2 n'est pas réglée à sa valeur optimum. Il conviendra donc de régler R_2 en l'absence de tension secteur comme nous le précisons plus loin. Les signaux délivrés par le 555 et disponibles sur sa broche 3 sont ensuite divisés par 1800 grâce à l'association de IC_2 qui est un 4040 (compteur binaire à 12 bits) et d'une porte ET à 4 entrées à diodes (D_1, D_2, D_3, D_4, R_4). Le signal que l'on récupère à la sortie de cette porte ET a donc une période de 36 secondes. Il est appliqué à un diviseur par 100, opération réalisée par IC_3 qui est un 4518 (double décade). Cette nouvelle division nous permet d'obtenir un signal de période 1 heure. Pour obtenir un cycle de 24 heures qui est en réalité un cycle de 2 fois 12 heures, on utilise un compte-décompteur 4029 (IC_4) prépositionnable et câblé en diviseur par 12 suivi d'un 4013 (IC_5) câblé en diviseur par 2. IC_4 compte de 1 à 13. La porte ET réalisée avec les diodes D_5, D_6, D_7 et R_5 détecte l'état 13 et remet IC_4 grâce à l'entrée PE (Preset) en position 1. Ce qui nous donne bien une division par 12. IC_5 assure pour sa part la division par 2 puisque c'est une bascule D dont la sortie $\bar{Q}$ est reliée à l'entrée data D. Nous obtenons donc, à la sortie Q de IC_5 , des signaux de période 24 heures. Pour parler concrètement, si le montage est mis sous tension à 13 heures, en appliquant un signal de remise à zéro à toute la logique, c'est-à-dire à

IC_2, IC_4, IC_5 et IC_6 (et ce par action sur le poussoir P) il en résultera que de 13 heures à 1 heure du matin Q sera à l'état bas (L_1 éteinte) alors que de 1 heure du matin à 13 heures Q sera à l'état haut (L_1 allumée). Grâce à la porte ET 1 ($1/4 IC_9$), à la bascule RS réalisée avec les portes NOR1 et 2 ($1/2 IC_8$) suivis de la porte ET₂, les signaux, de période 1 heure, disponibles à la sortie de IC_3 sont appliqués à l'entrée horloge de IC_6 qui est un 4017 (compteur à 10 états). L'une quelconque des 7 sorties allant de 3 à 9 peut-être sélectionnée par des interrupteurs en boîtier DIL. En supposant par exemple que ce soit l'interrupteur relié à la sortie Q_9 et IC_6 qui est fermé, lorsque cette sortie passera au niveau 1 (c'est-à-dire au bout de 8 heures) d'une part IC_6 sera remis à 0 de même que la sortie Q du RS n'autorisant plus le comptage de IC_6 puisque l'une des entrées de ET₂ est au niveau bas. En résumé si nous analysons l'état des sorties Q et $\bar{Q}$ du RS depuis 13 heures, instant de la mise sous tension, $\bar{Q}$ est à l'état haut de 13 heures à 1 heure du matin puis à l'état bas pendant 8 heures puis de nouveau à l'état haut jusqu'à 13 heures et le cycle recommence identique à lui-même. La sortie Q est bien entendu le complément de $\bar{Q}$. Le diagramme de la **figure 2** résume ce qui vient d'être analysé. On peut être étonné que la sortie 9 de IC_6 corresponde à une durée de dégivrage de 8 heures mais compte tenu du montage, dès que la sortie Q du RS passe au niveau haut, IC_6 commence à compter et passe donc de l'état zéro à l'état un dès le début de son comptage ce qui ne laisse plus que 8 heures comme intervalle jusqu'à l'état 9.

La sortie $\bar{Q}$ du RS alimente la base de T_2 via R_7 . Ce transistor joue le rôle d'intermédiaire entre la bascule RS

et L_3 d'une part et IC_{10} qui est un opto-triac d'autre part. Cet opto-triac pilote le triac de puissance servant d'interrupteur au réfrigérateur.

On notera de plus que l'utilisation d'un inverseur double à 3 positions permet de mettre ou non en service notre dispositif. D'autre part pour éviter à notre base de temps d'indiquer n'importe quelle valeur après une coupure du secteur EDF une alimentation par pile 9 V a été prévue lorsque ce type d'événement survient. Pour réduire la consommation lors du fonctionnement sur pile en cas de panne prolongée, les LED L_2 et L_3 de même que IC_{10} ne sont pas alimentés par la pile. C'est la raison pour laquelle les collecteurs des transistors T_1 et T_2 sont réunis à la sortie du régulateur à environ 9,4 V. La diode D_{11} pour sa part empêche le courant délivré par la pile en cas de panne secteur de passer vers le circuit délivré par la pile en cas de panne secteur de passer vers le circuit du régulateur. Pour ce qui est des diodes D_{12} et D_{13} , elles évitent à la pile de se décharger en fonctionnement normal. On notera que le redressement est dû à la diode D_8 . Il s'agit donc d'un redressement mono-alternance amplement suffisant compte tenu de la consommation réduite de l'ensemble du montage. Le condensateur C_4 branché en parallèle avec le primaire du transformateur d'alimentation supprime les impulsions parasites qui pourraient survenir lors des coupures et des rétablissements du secteur.

Le circuit de remise à zéro n'est pas automatique puisqu'il nécessite une action sur le poussoir P, qui applique via C_3 une impulsion positive à l'entrée du OU₃, impulsion qui est transmise par ce même OU à toutes les entrées de remise à zéro du montage.

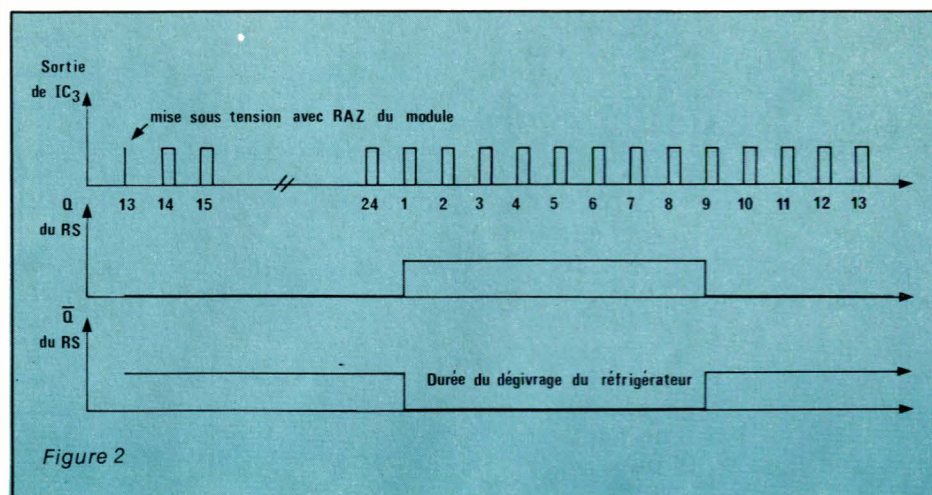


Figure 2

Réalisation pratique

L'ensemble des éléments de ce montage a été rassemblé sur 2 circuits imprimés dont les dimensions ont été calculées de façon à s'insérer dans un boîtier Retex (réf. : Murbox RU.3). Ces circuits imprimés ainsi que l'implantation des composants sur ces mêmes circuits imprimés sont visibles sur les figures 3, 4, 5, 6. Ces circuits imprimés ne sont pas très chargés mais il est cependant recommandé de les réaliser à l'aide de transferts ou mieux encore par la technique photo qui évite les erreurs de recopie et permet de gagner un temps précieux. Comme à l'habitude, on commencera le câblage par les composants les moins fragiles, straps, résistances, condensateurs pour terminer par les composants

actifs : diodes, transistors, LED, et circuits intégrés que l'on pourra, ou non, fixer sur des supports. On veillera bien sûr à la bonne orientation des composants actifs et des condensateurs chimiques. On veillera aussi à câbler les LED L₂ et L₃ côté cuivre de même que l'inverseur double k₁ et le poussoir P qui sont fixés directement sur le circuit imprimé. La série d'interrupteurs en boîtier DIL sera elle aussi fixée côté cuivre et impérativement sur un support de façon à ce que les interrupteurs dépassent du boîtier lorsque les circuits imprimés y auront été insérés. Le triac utilisé est muni d'un petit radiateur confectionné dans un rectangle d'aluminium de 55 x 25 mm replié en U. Les 2 circuits imprimés étant destinés à se faire face dans le boîtier, il est recommandé de n'utiliser que

des composants de taille raisonnable. La liaison entre les 2 circuits imprimés s'effectuera à l'aide de fils de longueur 36 mm. La pile utilisée sera de préférence un modèle à électrolyte alcalin, la durée de vie de ce type de pile étant nettement supérieure aux autres modèles. On pourra prélever le contact à pressions d'une pile de même type usagée pour assurer la liaison avec la pile elle-même.

Le coffret

Comme nous l'avons précisé le modèle utilisé est de marque Retex. C'est un boîtier métallique de dimensions 13,4 x 7,2 x 5,3 cm confectionné à l'aide de 2 coquilles en aluminium. L'une d'entre elle possède des glissières dans lesquelles

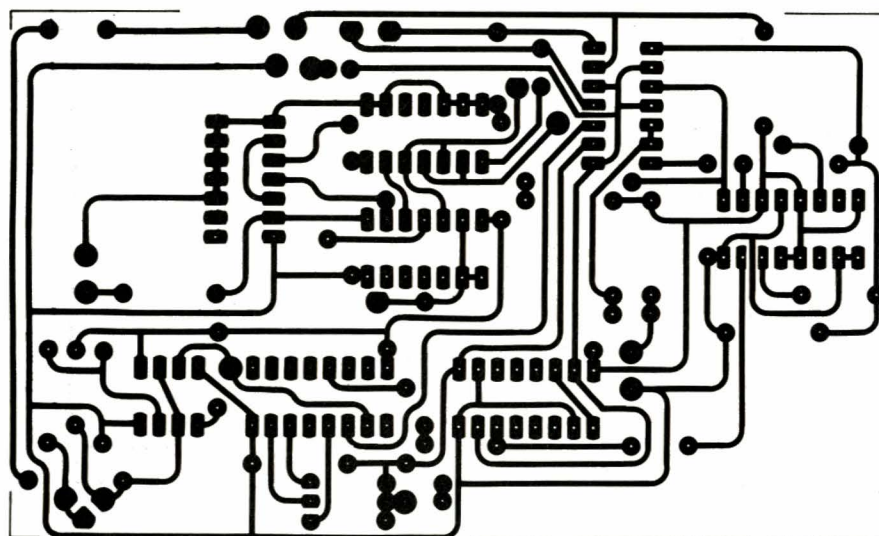


Figure 3

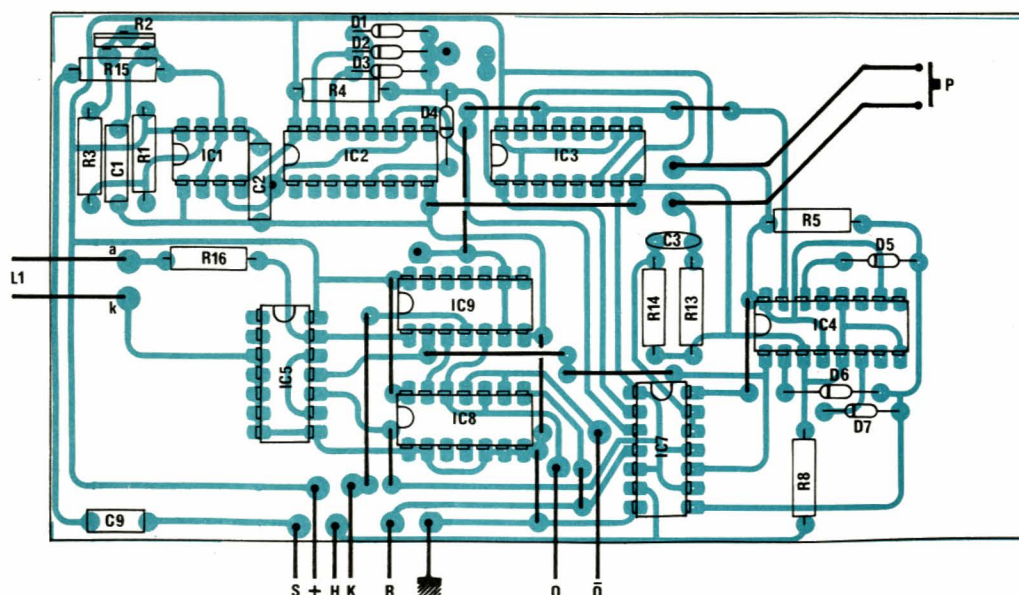


Figure 4

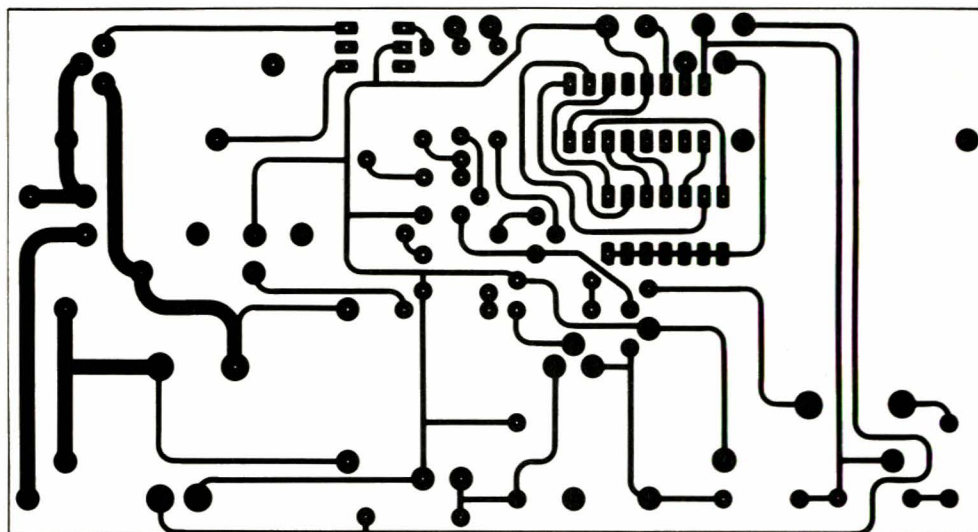


Figure 5

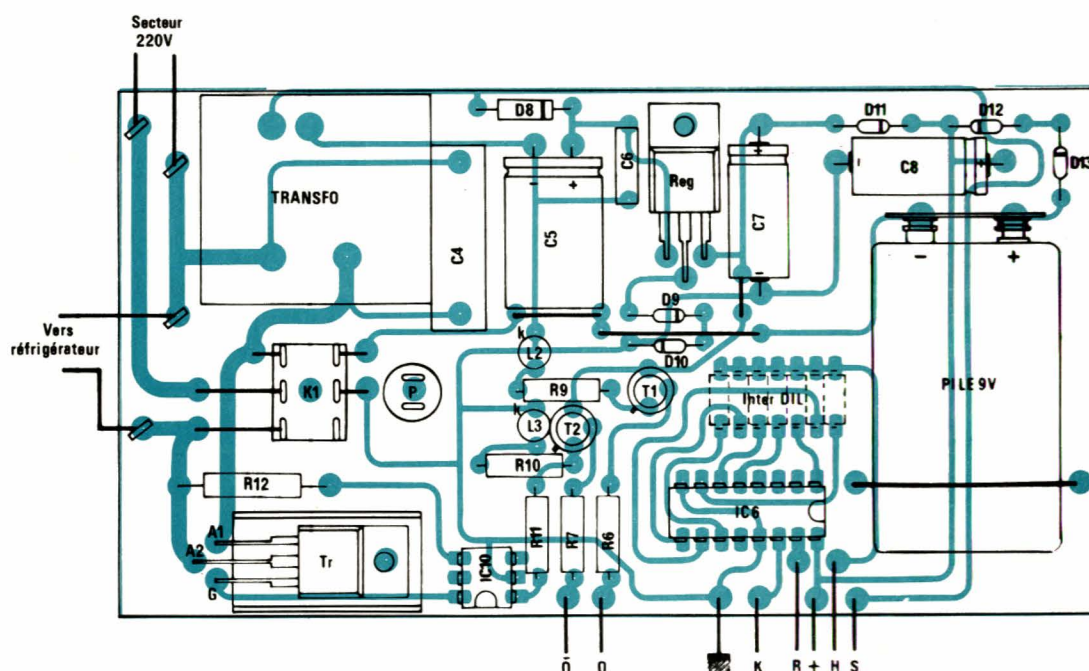


Figure 6

viennent se fixer les 2 circuits imprimés. Ce boîtier est conçu pour une fixation murale grâce à quatre trous ménagés dans la coquille inférieure qui viennent affleurer les rebords de la coquille supérieure. La prise femelle dans laquelle viendra se brancher le cordon d'alimentation du réfrigérateur est de marque Le-grand et vient s'insérer exactement entre les 2 circuits imprimés (pour la partie non apparente bien entendu). Il pourra s'avérer nécessaire d'aléser les côtés de la prise qui vont s'insérer entre les 2 circuits imprimés. Cette opération pourra être menée à bien grâce à une disqueuse manipulée avec dextérité.

La coquille qui supporte l'électronique sera percée de 2 trous, l'un pour le passage de la prise (voir

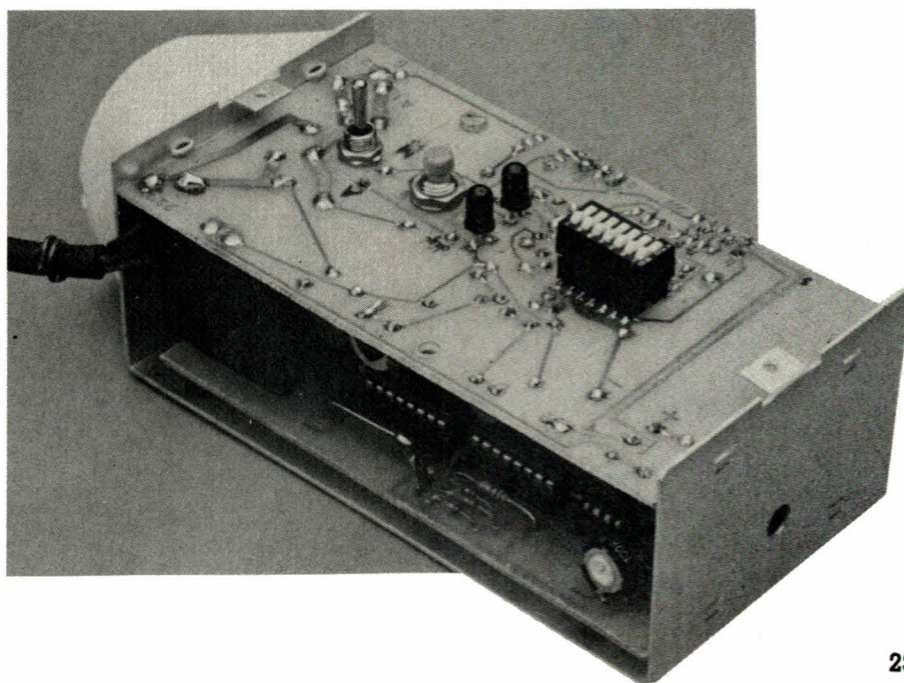


photo), l'autre pour la visualisation de l'état de L₁ qui indique la période

fonctionnement est correct. Pour cela on commence par vérifier le fonctionnement de l'alimentation secteur : on doit obtenir environ 9,4 V à la sortie du régulateur et à peu près 8,7 volts aux bornes d'ali-

n'était pas le cas, appuyer une nouvelle fois sur le poussoir de RAZ.

Pour vérifier que la charge est bien alimentée on peut utiliser en lieu et place du réfrigérateur, une lampe de 25 W ou plus qui indiquera par son état le fonctionnement du montage. (Ceci uniquement pendant les essais).

Détermination de la durée de dégivrage

Pour cela il convient de dégivrer le réfrigérateur comme on l'avait toujours fait jusque-là (attention aux inondations), prévoyez des serpillières. Lorsque ce dégivrage est terminé, attendre entre 18 h et 20 h et recommencer un nouveau dégivrage. Noter l'heure du début de ce 2^e dégivrage qu'il vaut mieux effectuer de jour pour pouvoir noter la fin de cette 2^e opération. Si la durée de ce 2^e dégivrage est par exemple de 5 h 30, vous programmerez une durée de 6 h sur notre maquette. Ce n'est pas plus compliqué que cela. Certains diront : et si l'on trouve 5 h 05, faut-il aussi afficher une durée de 6 h ? La réponse est encore oui. En effet, les dégivrages qui seront effectués par notre montage se produiront la nuit à partir de une heure du matin. Il est fort probable qu'à cette heure-là le réfrigérateur ne sera pas du tout ouvert ce qui réduit considérablement les échanges de calories avec l'extérieur et peut accroître sensiblement la durée du dégivrage par rapport à la même opération effectuée de jour. Vous

du jour concernée (13H-1H ou 1H-13H). L'autre coquille du boîtier qui est en même temps la face avant de notre montage sera percée de 5 trous : 2 pour L₂ et L₃, un pour le poussoir de RAZ, un pour l'inverseur K₁ et le dernier pour les inverseurs DIL. Enfin sur le côté une échancrure sera réalisée pour le passage du cordon secteur. On pourra voir le détail du perçage en observant la figure 7.

Mise en service, réglages

Une fois le montage terminé il faut bien entendu s'assurer que son

mentation des différents circuits intégrés ou encore au point de jonction de D₁₁ et D₁₂. Si ce résultat est obtenu, on peut alors passer à la suite des essais. Pour cela on insère IC₁ et on vérifie que les signaux de sortie (sur la pin 3) présentent bien une fréquence de 50 Hz en présence ou en l'absence de synchronisation secteur. Le réglage de R₂ doit de toute évidence être effectué en l'absence de tension secteur. La mesure pourra être effectuée soit au fréquencemètre soit à l'oscilloscope étalonné. C'est le seul réglage à effectuer sur ce module. L'état des diodes LED peut être quelconque avant toute remise à zéro. L'action sur le poussoir P doit allumer L₃ seule. Si tel

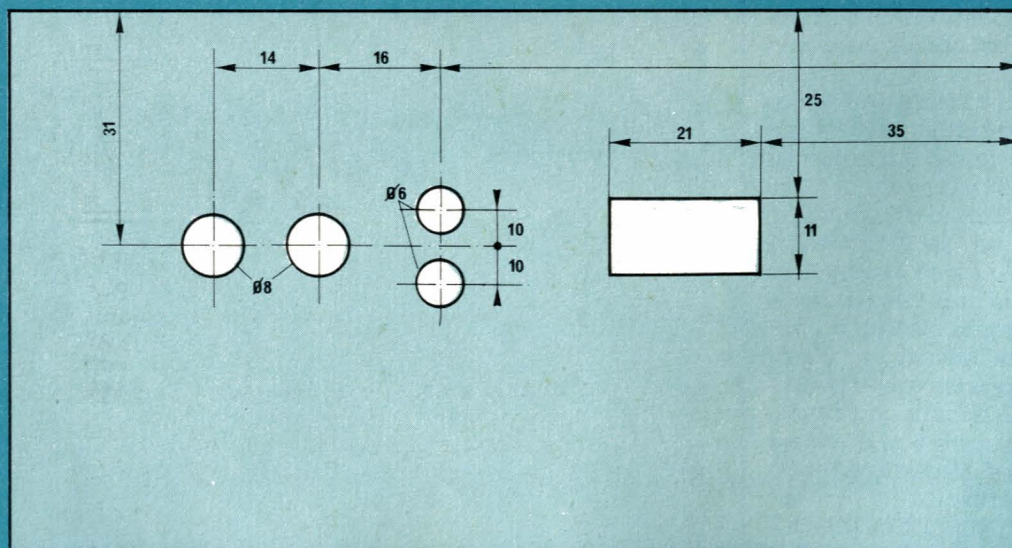


Figure 7

Réalisation

vous rendrez rapidement compte au bout de quelques jours de fonctionnement si la durée choisie est convenable ou pas. Vous pourrez alors l'allonger ou la réduire.

Pour insérer notre module rien de plus simple puisqu'il suffit de brancher le réfrigérateur sur le module et de relier ce dernier au secteur. Il est conseillé d'effectuer cette opération vers 13 h et, lors de la mise en service, ne pas oublier de procéder à une remise à zéro de la logique par une action sur P (poussoir de RAZ).

Si vous n'effectuez pas ces opérations à 13 h, le dégivrage ne débutera pas à 1 heure du matin mais plus exactement 12 h après la mise en service du module.

Voilà, maintenant vous savez tout sur ce montage. N'hésitez pas à l'expérimenter, vous en serez très satisfait puisque votre vie sera simplifiée.

F. JONGBLOËT

Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁ : 1 kΩ

R₂ : 100 kΩ ajust.

R₃ : 56 kΩ

R₄, R₅ : 10 kΩ

R₆, R₇, R₈ : 10 kΩ

R₉, R₁₀ : 1 kΩ

R₁₁ : 560 Ω

R₁₂ : 1 kΩ

R₁₃, R₁₄, R₁₇ : 10 kΩ

R₁₅ : 47 kΩ

R₁₆ : 2,2 kΩ

Condensateurs

C₁, C₂, C₆ : 0,1 μF

C₃ : 1,2 nF

C₄ : 0,1 μF, 400 V

C₅ : 470 μF, 25 V

C₇, C₈ : 100 μF, 25 V

C₉ : 10 nF

Diodes

D₁, D₂, D₃, D₄, D₅, D₆, D₇, D₉,

D₁₀, D₁₁, D₁₂, D₁₃ : 1N4148

D₈ : 1N4003

3 LED couleur indifférente

Transistors

T₁, T₂ : 2N2222.

Triac : TIC 226D

Circuits intégrés

IC₁ : 555

IC₂ : CD4040

IC₃ : CD4518

IC₄ : CD4029

IC₅ : CD4013

IC₆ : CD4017

IC₇ : CD4071

IC₈ : CD4001

IC₉ : CD4081

IC₁₀ : MOC 3020 (Motorola)

Régulateur 8 V : 7808

Divers

1 transformateur pour circuit imprimé 220 V, 7,5 V 2,2 VA réf. VN30 1051

1 poussoir P contact appuyé

1 inverseur double 3 positions (K₁)

1 boîtier Retex Murbox RU 3

1 prise 2P + terre femelle Legrand Mistral 890

1 cordon + prise mâle secteur 2 pôles + terre

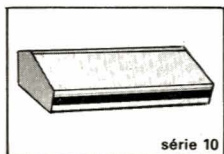
1 pile 9 V alcaline

1 contact pour pile 9 V.

COFFRETS RETEX

LA PLUS GRANDE GAMME POUR LE PROFESSIONNEL ET L'AMATEUR **RETEXBOX**

DATABOX CONSOLES METALLIQUES

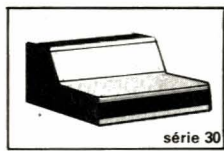


série 10

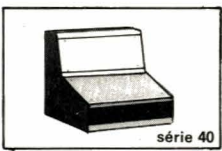


série 20

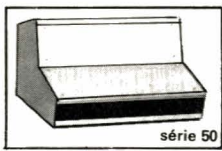
POUR EQUIPEMENT PROFESSIONNEL
72 MODELES
10 DIM. STANDARD



série 30



série 40



série 50

OCTOBOX

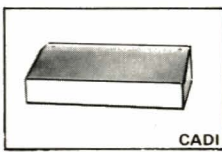
ALU EXTRUDE-ANODISE

SANS VIS APPARENTE HAUTEURS : 80 - 100 - 130 mm
3 SERIES 144 MODELES AVEC ET SANS POIGNEES

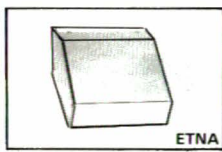


KEYBOX PUPITRES PROFILES ALU

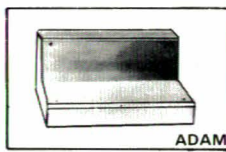
95 MODELES, 10 SERIE, 20 DIMENSIONS
STANDARD Largeur 66 - 133 - 266 - 399 mm. PRIX TRES COMPETITIFS



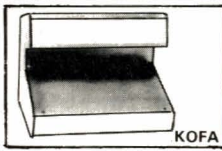
CADI



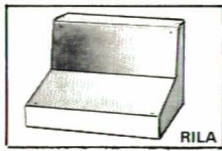
ETNA



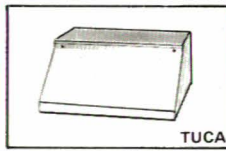
ADAM



KOFA



RILA



TUCA

AUTRES SERIES :
POLYBOX PLASTIQUE
MINIBOX ALU/VISEBOX - TUBOX -
CABINBOX Métal

Agent exclusif France

LE DEPOT ELECTRONIQUE
84470 CHATEAUNEUF-DE-GADAGNE
Tél. (90) 22.22.40. Télex 431195 ab 61

je désire recevoir :

- ☐ Catalogue sur les COFFRETS RETEX
☐ Liste de grossistes - distributeurs

Nom :

Rue :

Code Postal : Ville :

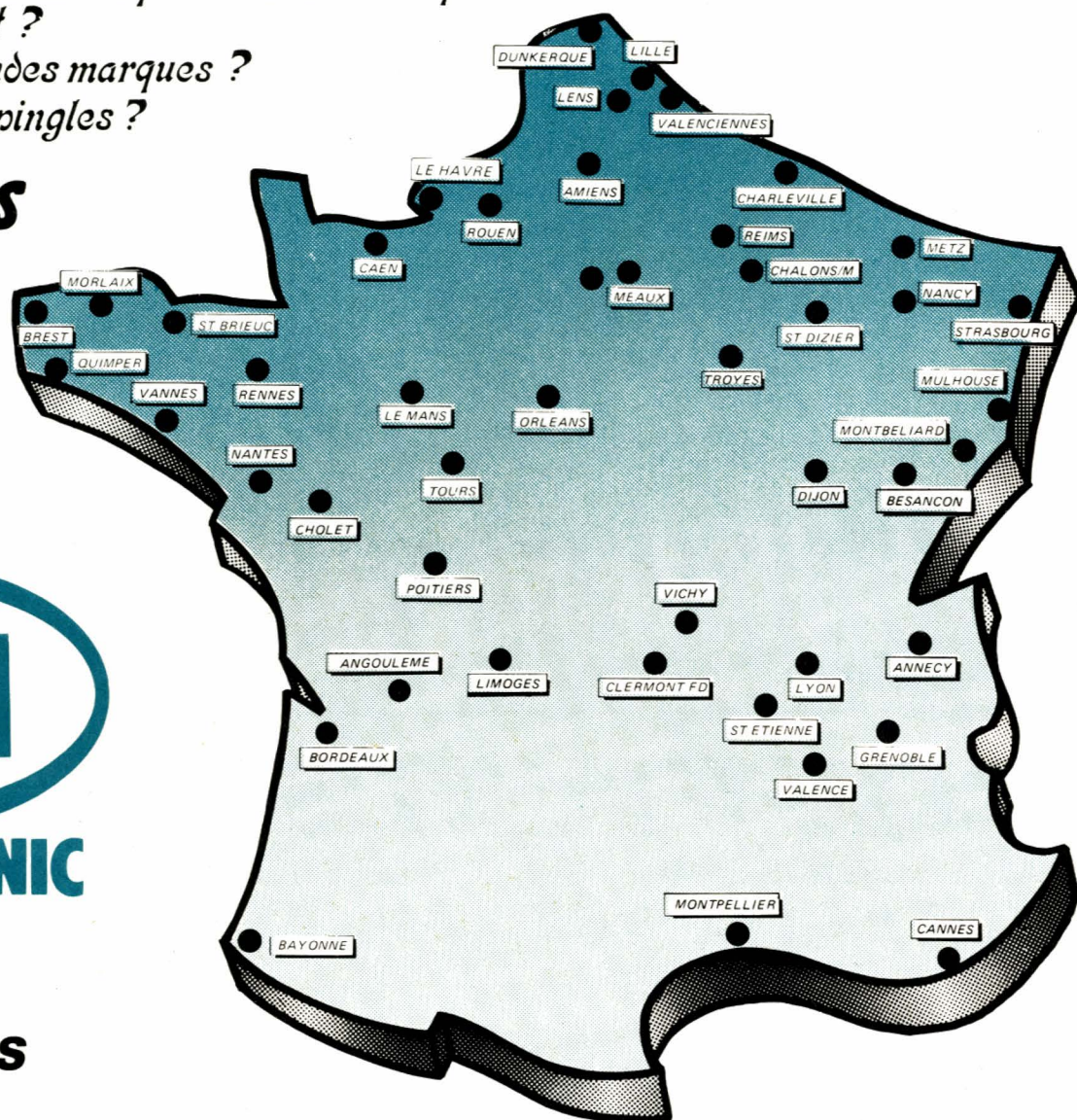
OU TROUVER ?

des millions de composants en stock ?
du matériel de 1er choix ?
des techniciens qualifiés à votre service ?
une gamme très étendue de produits électroniques ?
un catalogue gratuit ?
des articles de grandes marques ?
des prix tirés à 4 épingles ?

**A DEUX PAS
DE CHEZ
VOUS**



**PLUS DE
50 MAGASINS
EN FRANCE**



AMIENS 19, rue Gresset Tél. (22) 91 25 69	CAEN 14, rue du Tour de Terre Tél. (31) 86 37 53	DUNKERQUE 14, rue ML French Tél. (28) 66 38 65	MEAUX C.C. du Connét. de Riche mont Tél. (6) 009 39 58	NANTES 2, Pl. de la République Tél. (40) 89 33 40	ROUEN 19, rue Gal Giraud Tél. (35) 88 59 43	VALENCIENNES 57, rue de Paris Tél. (27) 46 44 23	VICHY 7, rue Grangier Tél. (70) 31 59 96
ANGOULEME Espace St Martial Tél. (45) 92 93 99	CANNES 167, Bd de la République Tél. (93) 38 00 74	GRENOBLE 18, Place Ste Claire Tél. (76) 54 28 77	METZ 60, Passage Serpenoise Tél. (8) 774 45 29	ORLEANS 61, rue des Carmes Tél. (38) 54 33 01	ST BRIEUC 16, rue de la Gare Tél. (96) 33 55 15	VANNES 35, rue de la Fontaine Tél. (97) 47 46 35	HBN INFORMATIQUE 13, Av. J. Jaurès - REIMS Tél. (26) 88 50 81
ANNECY entre nelles Galeries et la lac 11, bd B. de Menthon Tél. (50) 45 27 43	CHALONS/M 2, rue Chamorin (CHV) Tél. (26) 64 28 82	LE HAVRE Place des Halles centrales Tél. (35) 42 60 92	MONTBELIARD 27, rue des Fèvres Tél. (81) 96 79 62	POITIERS 8, Place Palais de Justice Tél. (49) 88 04 90	ST DIZIER 332, Av. République Tél. (25) 05 72 57	 Siège social : 90, rue Charlier 51100 REIMS S.A.E. au capital de 1000.000 F RCS REIMS B 324 774 017 Tél. (26) 89 01 06 Télex 830526 F	
BAYONNE 3, rue du Tour de Sault Tél. (59) 59 14 25	CHARLEVILLE 1, rue Jean Jaurès Tél. (24) 33 00 84	LE MANS 16, rue H. Lecornu Tél. (43) 28 38 63	MONTPELLIER 10, Bd Ledru-Rollin Tél. (67) 92 33 86	QUIMPER 33, rue des Régaires Tél. (98) 95 23 48	ST ETIENNE 30, rue Gambetta Tél. (77) 21 45 61		
BESANCON 69, rue des Granges Tél. (81) 82 21 73	CHOLET 6, rue Nantaise Tél. (41) 58 63 64	LENS 43, rue de la Gare Tél. (21) 28 60 49	MORLAIX 16, rue Gambetta Tél. (98) 88 60 53	REIMS 46, Av. de Laon Tél. (26) 40 35 20	STRASBOURG 4, rue du Travail Tél. (88) 32 86 98		
BREST 151, av. J. Jaurès Tél. (98) 80 24 95	CLERMONT-FD 1, rue des Salins Résid. Isabelle Tél. (73) 93 62 10	LILLE 61, rue de Paris Tél. (20) 06 85 52	MULHOUSE Centre Europe Bd de l'Eu rope Tél. (89) 46 46 24	REIMS 10, rue Gambetta Tél. (26) 88 47 55	TOURS 2, bis Pl. de la Victoire Tél. (47) 20 83 42		
BORDEAUX 10, rue du Mal Joffre Tél. (56) 52 42 47	DIJON 2, rue Ch. de Vergennes Tél. (80) 73 13 48	LIMOGES 4, rue des Chasseix Tél. (55) 33 29 33	NANCY 133, rue St Dizier Tél. (8) 336 67 97	REIMS 33, rue Jean Guéhenno (ex. rue de Fougères) Tél. (99) 36 71 65	TROYES 6, rue de Preize Tél. (25) 81 49 29		
BORDEAUX 12, r du Parlem't St Pierre Tél. (56) 81 35 80	DUNKERQUE 45, rue H. Terquem Tél. (28) 66 12 57	LYON 2ème 9, rue Grenette Tél. (7) 842 05 06	NANTES 4, rue J.J. Rousseau Tél. (40) 48 76 57	REIMS 12, Quai Duguay Trouin Tél. (99) 30 85 26	VALENCE 7, rue des Alpes Tél. (75) 42 51 40		



Transmission hi-fi sur le réseau

L'appareil dont nous vous proposons la réalisation ce mois-ci va permettre à une information audio d'être véhiculée par l'intermédiaire du secteur. Ceci étant réalisé par l'injection d'une porteuse haute fréquence sur le réseau. Ce dispositif assurera la transmission sans fil d'un message musical dans toute pièce de votre demeure équipée d'une arrivée de 220 V.

Ce montage se révèlera très utile lorsque que l'on souhaitera créer une ambiance musicale dans un endroit autre que celui où se trouve la chaîne. Pour des raisons évidentes de simplicité, le dispositif est monophonique. C'est la modulation de fréquence qui a été retenue pour cette application : La modulation d'amplitude donnant des résultats indiqués du label Hi-Fi !

Ajoutons que cette réalisation ne fait appel qu'à des composants courants et qui plus est, elle devrait satisfaire les lecteurs amateurs de schémas originaux...

Principe

La figure 1 représente le principe adopté. Nous raccordons une source musicale à un « émetteur » de fréquence modulée, travaillant aux alentours de 400 kHz et qui injecte à l'aide de capacités le signal modulé sur le secteur. Cet émetteur est très simplement réalisé comme vous pourrez en juger. À la réception, nous avons le... récepteur ! Qui se charge de démoduler la FM lui parvenant et de la convertir en un signal audio exploitable par un ampli. Comme R.P.-E.L. a publié de nombreux schémas d'amplificateurs, nous n'en n'avons pas décrits. Le lecteur pourra se reporter aux réalisations précédentes.

Comme pour toute réalisation utilisant le secteur, de nombreux problèmes apparaissent et notamment les parasites, aussi le maximum a été fait pour les éliminer totalement. Néanmoins. Les parasites générés par des appareils tels les gradateurs de lumière (ou tout autre montage ne fonctionnant pas par commutation lorsque le secteur passe par zéro, sinusoïdalement parlant) réussissent

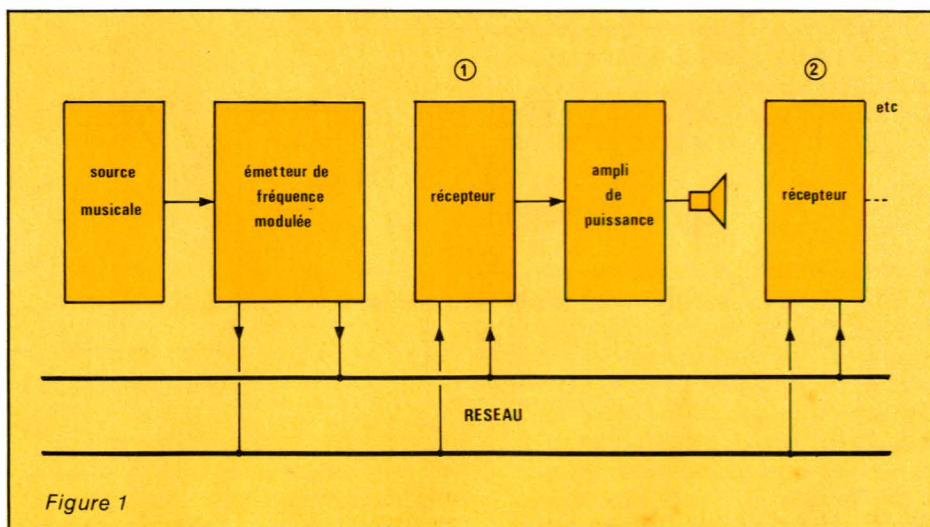


Figure 1

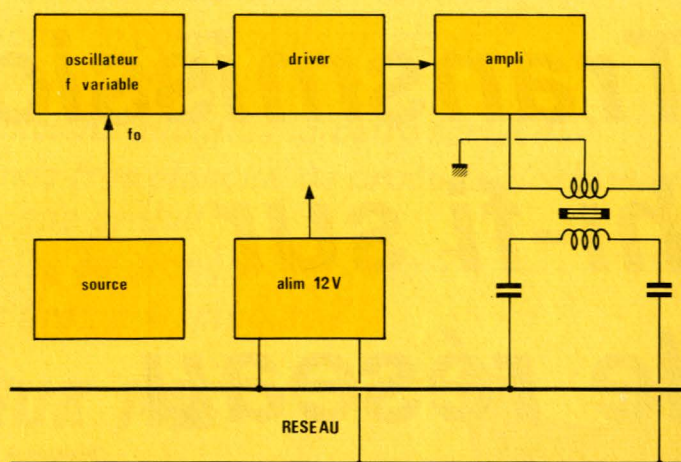


Figure 2

à franchir les filtres, réjecteurs, découplages et autres « pièges à électrons » !

L'émetteur

Son schéma synoptique est donné à la figure 2 et son schéma de principe à la figure 3. Il se compose d'un VCO (Voltage Controlled Oscillator) qui est réalisé d'une manière peu commune. En effet, il utilise deux portes Nand montées classiquement en oscillateur. La variante consiste à utiliser deux diodes pour décharger la capacité. La résistance des diodes étant commandée par le signal audio. Un pont de résistance polarise la diode au repos. Seule des diodes à faible tension de seuil seront utilisées, on pourra évidemment choisir de diodes genre 1N4148, mais au détriment de la sensibilité. Nous

rappelons que les diodes au germanium ont une tension de seuil de 0,3 V et les silicium de l'ordre 0,6 V.

Le signal de modulation est dosé par le potentiomètre P1 et est appliqué via la capacité C2 à la jonction des cathodes de D1, D2.

Le courant de sortie d'une porte Nand est très faible et nous ne pouvons donc pas attaquer la bobine directement. C'est la raison d'être d'une petite unité de « puissance », constituée d'un driver et d'un étage de sortie. Le driver est constitué de buffers montés en parallèle. Vous remarquerez que les sorties des buffers sont chargées à + VCC, c'est en effet pour cette configuration que le courant de sortie est maximal ; de l'ordre de 50 mA. Pour définir le courant de polarisation d'un transistor, on utilise les réseaux $I_C = f(V_{CE})$ fournis par les constructeurs de se-

mi-conducteurs. L'auteur ne possédant pas tous les réseaux de caractéristique, il utilise les fiches composants détachables. C'est si pratique !

La bobine sera attaquée par des signaux carrés complémentaires de façon à obtenir une excursion maximale.

Les diodes zénors D3 et D4 ont pour but de limiter le V_{CE} des transistors à une valeur raisonnable. Si lorsque le montage est connecté au 220 V la sinusoïde du secteur passe par zéro, il ne se passe rien. Par contre si à ce moment elle passe par une valeur maximale, les transistors ont de fortes chances d'aller rejoindre leurs aînés dans les vertes vallées de silicium ! (comme tant d'autres !)

Les capacités C3 et C4 isolent la bobine du secteur car leur impédance à 50 Hz est élevée, mais elle est faible à 400 kHz. Notre fréquence modulée sera donc transmise correctement. Le VCO proposé est d'une bonne linéarité vu sa simplicité. Les lecteurs désireux de l'utiliser dans une autre application comme, par exemple, un convertisseur tension-fréquence devront supprimer C2 et porter R2 à 470 kΩ.

La bobine

Nous le savons, vous n'aimez pas réaliser des bobinages ! Mais n'ayez aucune inquiétude, la réalisation de cette bobine n'a rien à voir avec la réalisation d'un nid d'abeille ! Nous avons utilisé une coupelle ferrite Siemens pour sa facilité d'emploi.

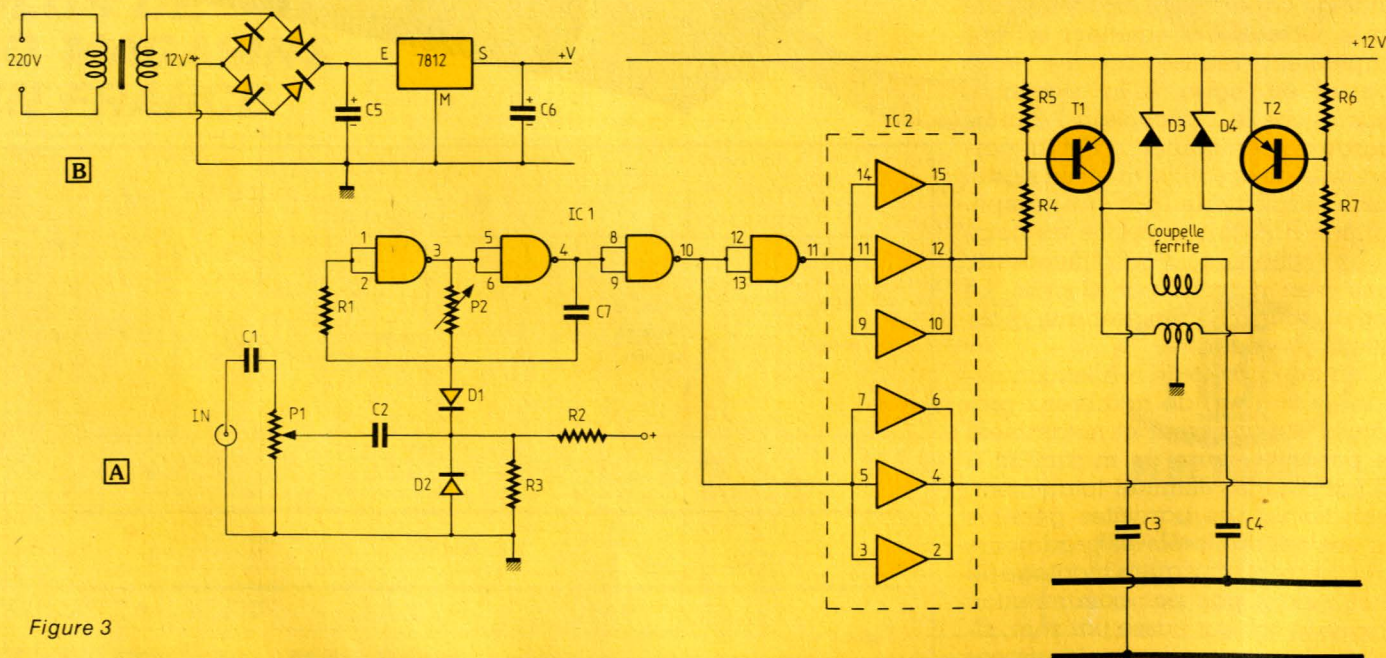


Figure 3

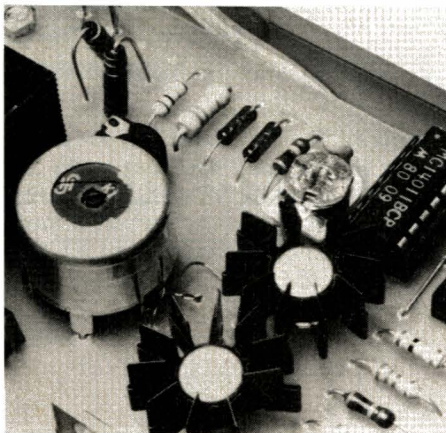
Evidemment, le prix d'un tel matériel est assez élevé, mais tous les paramètres concernant ce composant sont répertoriés très clairement, ce qui assure une valeur de self correcte avec des tolérances étroites. Par contre si vous désirez calculer le nombre de spires pour un bâton de ferrite récupéré sur un poste radio, vous êtes en droit de le faire ! Mais avant, demandez vous quelle est la valeur de l'inductance spécifique ou de la bande passante du matériau !

Le matériau utilisé porte la référence M33 et il possède une inductance spécifique de 100 nH. La référence de la coupelle est B65651K. Attention, il faudra bien préciser le «K» car Siemens fabrique une série N qui ne convient absolument pas dans notre application, la bande passante étant différente. Pour le « coil former », nous avons utilisé la référence B65652 T001. Le « coil former », est le support en plastique sur lequel vient se bobiner le fil de cuivre. Le montage final est visible à la figure 4.

Pour calculer le nombre de spires à bobiner, rien de plus simple, il suffit d'appliquer la formule suivante : $N = \sqrt{L/AI}$ avec N, le nombre de spires L, l'inductance en Henry et enfin AI est l'inductance spécifique exprimée en Henry également.

Pour l'émetteur il nous faudra un self de 500 μ H et une autre de 160 μ H avec prise à 80 μ H. Pour le primaire, après application de la formule nous trouvons, $N \approx 70$ spires et pour 160 μ H, le calcul donne 2×20 spires. Pour le récepteur, le primaire fera 160 μ H, de même pour le secondaire.

La réalisation des bobinages est la même tant pour l'émetteur que pour le récepteur. On bobinera tout d'abord le primaire de 70 spires sur le « coil former ». L'auteur a utilisé du fil $\varnothing 4/10$; ce n'est pas très critique, mais il faut que le volume total tienne sur le support en plastique sans que le fil ne déborde. Le bobinage sera effectué proprement sans toutefois chercher à obtenir des spires jointives... Arrivé à la soixante dixième spires, on gratte l'émail ou on le brûle à l'aide d'un briquet et on étame ensuite. On recouvre le primaire d'un morceau d'adhésif et on bobine par dessus dans le même sens 20 spires, à la vingt et unième, on sort une boucle que l'on torsade et que l'on étame. Continuez à bobiner les 20 dernières spires sur la même largeur. Recouvrez le tout d'adhésif et suivez la figure 4 pour l'assemblage final. Pour l'émetteur le sup-



port utilisé sera du type à 8 plots pour souder les fils de sortie conformément à l'implantation du circuit imprimé.

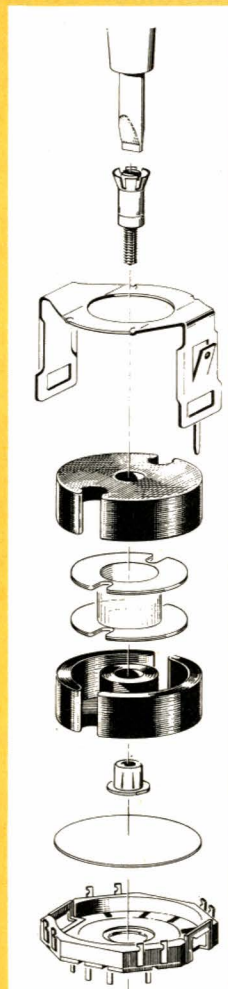


Figure 4

Le récepteur

Son synoptique est donné à la figure 5. Il peut se scinder en plusieurs parties que nous allons étudier séparément.

L'étage d'entrée

Le signal présent aux bornes de la bobine présente une amplitude faible. Il nous faut donc un très grand gain pour pouvoir le rendre compatible avec le reste du circuit. C'est le rôle de T_1 , T_2 , montés en émetteur commun. Nous avons pris pour C_1 une faible valeur car pour une valeur supérieure le montage entre en oscillation... Les résistances d'émetteur sont découplées rendant ainsi le montage analogue à un filtre passe-haut. En effet pour les hautes fréquences les condensateurs C_4 , C_6 se comportent tels des courts-circuits sur les résistances R_6 , R_{11} augmentant le gain du montage. Inversement, en basse fréquence les condensateurs ont une impédance élevée vis-à-vis des résistances sur lesquelles ils sont connectés. Il s'ensuit une réduction du gain. Les parasites auront donc quelques difficultés à traverser cet étage. Vous remarquerez également les nombreux découplages présents sur les lignes d'alimentation.

Les filtres actifs

Ce sont des filtres à structure de Rauch et dont la courbe de réponse est du type Butterworth. C'est-à-dire que la réponse en fréquence est absolument plate sur la partie du spectre non affaiblie, après, la pente est de 12 dB/octave. Il y a deux filtres en « cascade » pour la coupure basse comme pour la coupure haute.

Nous avons choisi un TL074 renfermant quatre amplificateurs opérationnels. Ce circuit, fabriqué par Texas, se caractérise par un produit gain-bande passante de l'ordre de 3 MHz, une haute impédance d'entrée et un bruit très faible. Là également, l'alimentation a été soigneusement découplée. L'étage qui suit A_4 , permet d'amener le niveau de sortie d'une valeur permettant d'attaquer le trigger de Schmitt.

Mise en forme

Pour rendre le signal de sortie des filtres compatible avec le CMOS, nous utilisons un classique trigger de Schmitt réalisé autour de portes Nand. Supposons que la tension d'entrée soit nulle : nous avons donc un potentiel nul à la sortie de la bascule. Si maintenant la tension d'entrée évolue vers V_{cc} , elle atteint un certain seuil (seuil égal à 70 % de V_{cc}

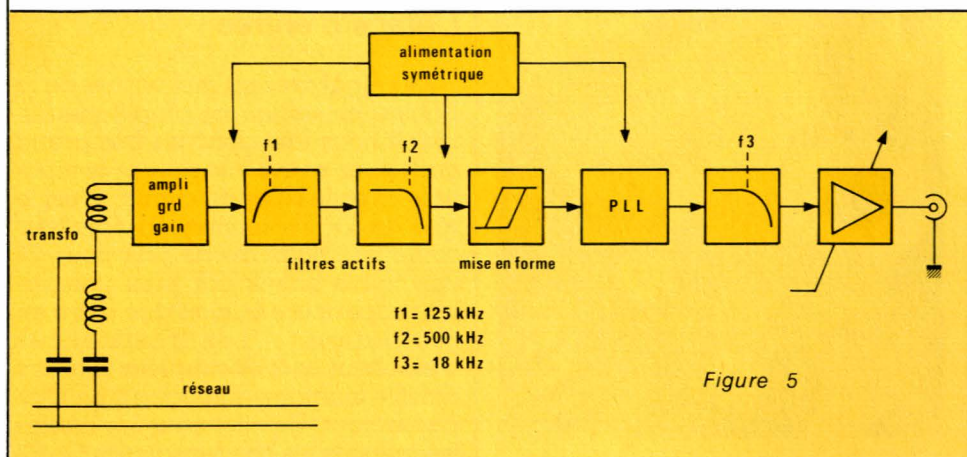


Figure 5

nous obtiendrons un signal comprenant la somme des fréquences d'entrée et du VCO ainsi que la fréquence différence $F(V_{CO}) - F(\text{entrée})$. Un filtre passif élimine la fréquence somme et transmet la fréquence différence si elle se situe sous la fréquence de coupure du filtre. Ainsi toute différence entre $F(V_{CO})$ et $F(\text{entrée})$ se traduit par une tension d'erreur qui commandant le VCO ajuste la période de ce dernier pour la rendre égale à la période de la fréquence d'entrée. A ce moment-là, le dispositif est dit verrouillé. En sortie du filtre passe-bas, nous obtiendrons une tension continue constante si la fréquence d'entrée est, elle aussi, constante. Si la fréquence d'entrée est modulée par un signal audio, le

en CMOS) la première porte bascule de « 1 » vers « 0 » entraînant la deuxième porte avec elle qui va voir sa sortie passer de « 0 » à « 1 ». Et, par l'intermédiaire de R_{27} , cette tension est réinjectée sur l'entrée accentuant le phénomène. Le seuil bas est égal à 30 % de V_{CC} et quand il est atteint dans la tension d'entrée, l'ensemble rebascule. A la sortie du montage nous obtenons donc des signaux carrés parfaitement compatibles avec le reste du circuit.

Le circuit de démodulation

Pour démoduler un signal FM, plusieurs solutions s'offrent à nous. La première est le discriminateur Foter-Seeley qui est un dispositif complexe faisant appel à des transformateurs et diodes. Il est de moins en moins utilisé car sa sensibilité aux fluctuations d'amplitude est importante. En conséquence on doit le faire précéder d'un circuit limiteur.

Le deuxième système est le détecteur de rapport faisant lui aussi appel à des couplages magnétiques de réalisation très délicate.

C'est la maison pour laquelle nous laisserons de côté ces systèmes largement supplantés par les circuits PLL.

Le PLL

Le sigle PLL est une abréviation de l'anglais Phase Locked Loop ; ce qui signifie boucle à verrouillage de phase. C'est-à-dire un système asservi en phase. Ces PLL ont un grand nombre d'applications telles la synthèse de fréquence, démodulation FM, démodulation AM et de nombreuses autres. Nous ne nous intéresserons ici qu'à la démodulation FM.

La figure 6 illustre le principe de fonctionnement d'un tel circuit. On

remarquera un VCO asservi en fréquence par un comparateur de phase.

La comparaison de phase

La comparaison de phase est une opération qui peut s'effectuer de diverses manières. Celle que nous avons retenue est la plus simple à mettre en œuvre. Elle utilise un « ou exclusif », encore appelé porte Exnor. La table de vérité d'une cellule vous est donnée à la figure 7. La sortie est haute lorsque les deux entrées sont à des niveaux logiques identiques. Penchons-nous sur le chronogramme de la figure 7. Si les deux signaux sont en phase, sur les deux entrées de l'Exnor nous aurons deux niveaux hauts d'où un potentiel nul en sortie. Par contre si les signaux d'entrée sont déphasés nous aurons des niveaux logiques différents impliquant une sortie basse. Nous effectuons bien une comparaison de phase.

Le VCO

A vide, c'est-à-dire sans signal à l'entrée du PLL, le VCO oscille sur sa fréquence propre. Appliquons maintenant un signal à l'entrée du comparateur de phase ; à sa sortie

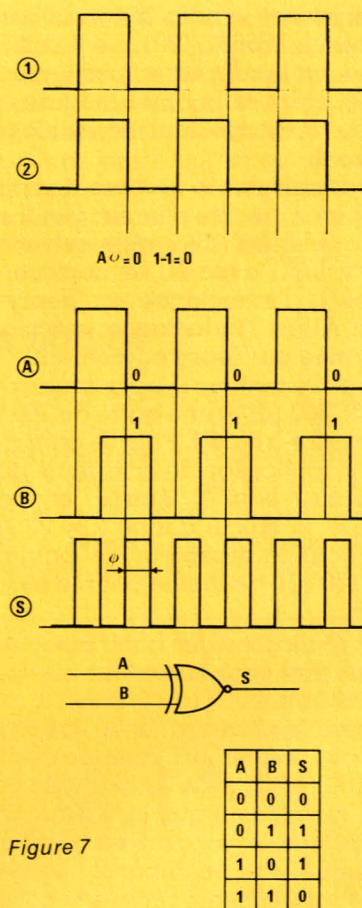


Figure 7

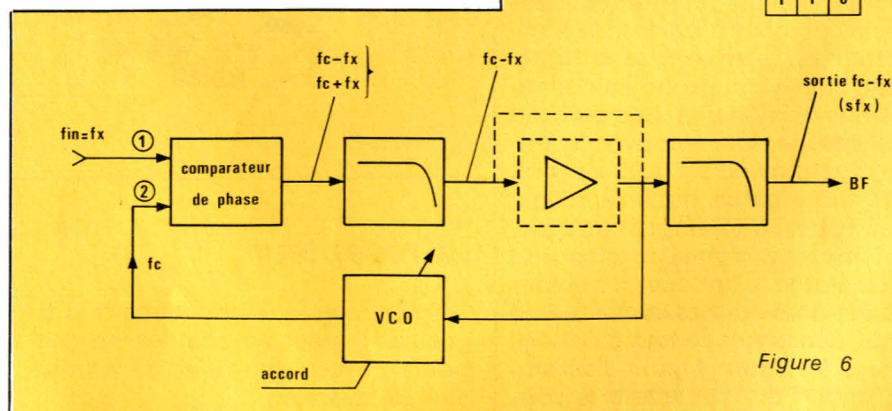


Figure 6

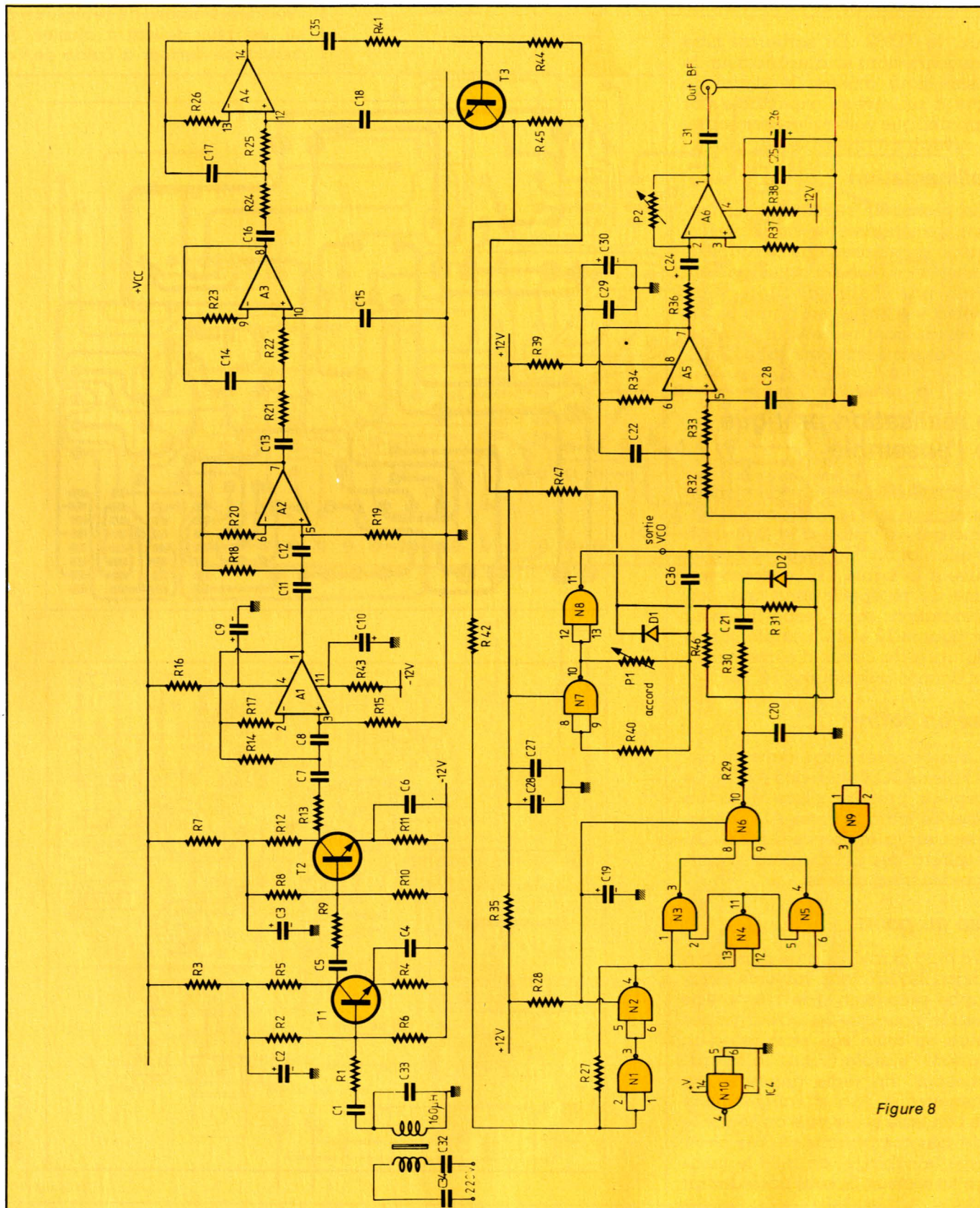
signal de sortie du PLL sera... ce signal audio.

En fait le fonctionnement détaillé d'une boucle à verrouillage de phase est très complexe, c'est la raison pour laquelle nous engageons vivement le lecteur à se reporter à l'article de R. Rateau publié dans le n° 406 de votre revue.

Schéma complet du récepteur

Celui-ci est représenté à la figure 8. On y reconnaît les circuits précédemment décrits. Pour le PLL, le potentiomètre P1 ajuste la fréquence du VCO, donc l'accord du récepteur,

enfin, c'est un sur lequel nous reviendrons au chapitre « Mise au point ». La sortie BF s'effectue à la jonction R30, C20, mais il faut débarrasser la tension démodulée de tout résidu HF de la fréquence différence. C'est le rôle du filtre actif avec A5. A5 est un amplificateur opérationnel issu d'un boîtier en contenant



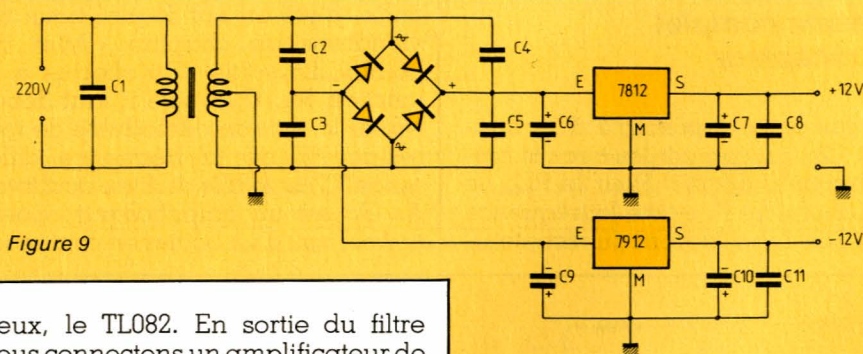


Figure 9

deux, le TL082. En sortie du filtre nous connectons un amplificateur de tension pour amener le signal de sortie à un niveau exploitable par l'appareil que vous relierez en sortie. Ce niveau est ajustable par P2.

L'alimentation

Le récepteur requiert deux tensions symétriques et stabilisées et surtout soigneusement découplées et filtrées car les parasites passent aussi par l'alimentation. Son schéma est donné en figure 9. Les diodes du pont redresseur sont découplées par des capacités de 22 nF.

La réalisation pratique de l'ensemble

L'émetteur (ainsi que son alimentation) tient sur un petit circuit imprimé qui est visible à la figure 10. L'implantation correspondant se trouve à la figure 11. Le circuit imprimé du récepteur ainsi que son implantation sont respectivement aux figures 12 et 13. L'implantation et le tracé du circuit d'alimentation sont donnés aux figures 14, 15.

Mise en coffret

L'émetteur sera logé dans un coffret Retex ABOX référencé ABOX. Le récepteur prendra place dans un boîtier de marque Retex ABOX également et de référence ABOX. On s'inspirera des photos pour le perçage des trous avants.

Mise au point

Voici la partie la plus délicate à rédiger. Nous avons voulu ce paragraphe plus clair et le plus précis possible pour que le lecteur puisse mettre en route son montage d'une manière simple. Tout d'abord, l'émetteur. En règle générale, on commence à câbler l'alimentation que l'on teste seule puis on soude le reste des composants. Après avoir vérifié le câblage, on relie le montage au secteur. Si vous possédez un

oscilloscope, reliez-le à la sortie des buffers. Un carré apparaît, indiquant le fonctionnement de l'oscillateur. Connectez une source musicale à l'entrée du modulateur (sur C1). Ajustez le volume avec P1 et vérifiez l'action de P2 sur la fréquence. Si vous n'avez pas d'oscilloscope, ce n'est pas grave, un montage de ce genre démarre la dernière soudure effectuée. Passons au récepteur, qui lui, est plus délicat à ajuster. Alimenter ce dernier à l'aide de l'ali-

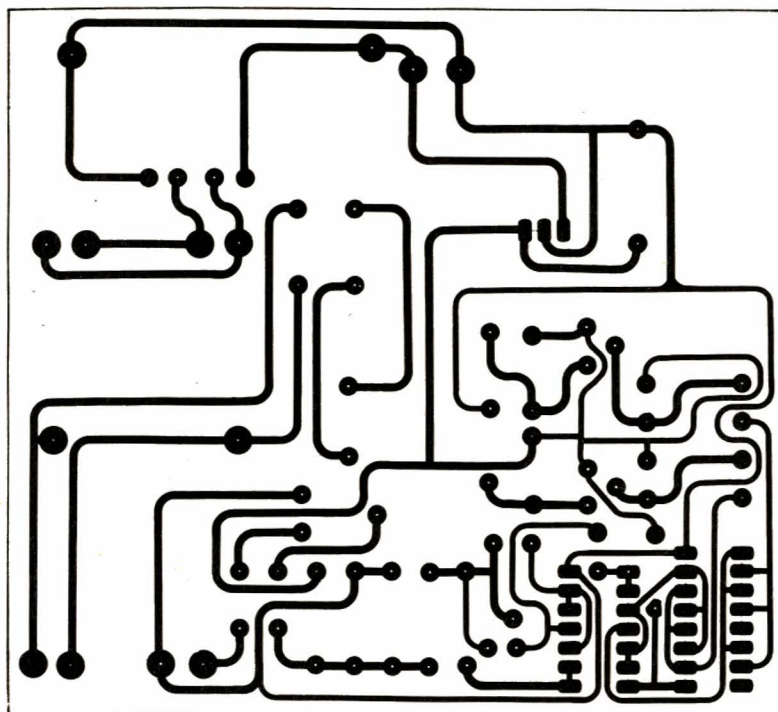


Figure 10

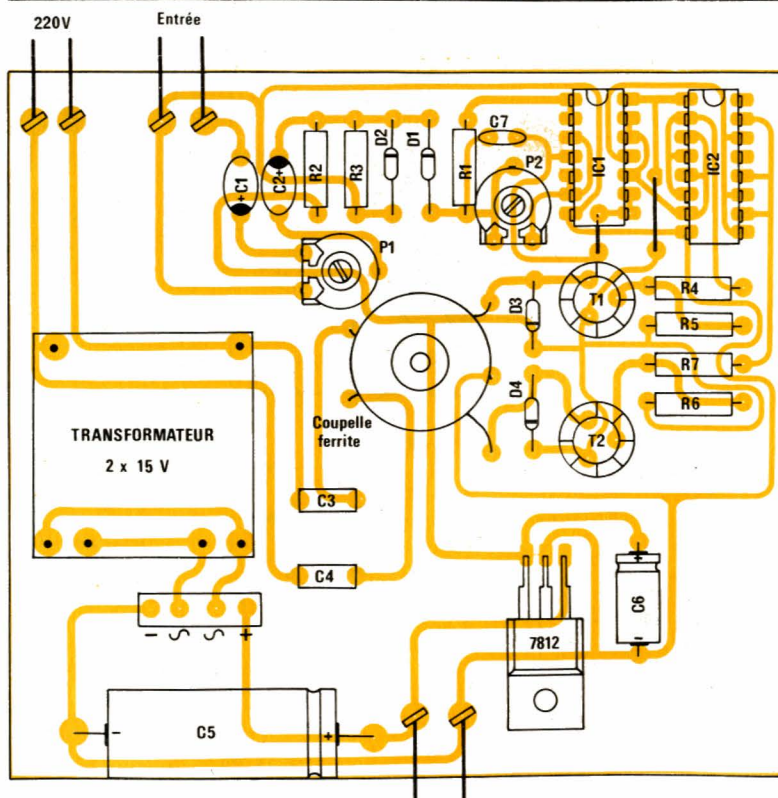


Figure 11

Réalisation

mentation décrite. Branchez une sonde d'oscilloscope (avec un scope au bout !) à la sortie du VCO et vérifiez la présence d'un créneau. Si vous touchez les cathodes des diodes, vous observez une modulation de fréquence. Le VCO fonctionne. Réglez l'émetteur (P_1 à la masse) vers 300 kHz.

Connecter l'émetteur au 220 V ainsi que le récepteur. Un signal apparaît aux bornes du secondaire de la bobine du récepteur, il a une amplitude de 6 V environ sur le collecteur de T_1 et de 12 V sur celui de T_2 . En sortie des filtres (sur A_4), on observe un signal d'amplitude 300 mV, environ. Sur le collecteur de T_3 , on

trouve ce créneau amplifié.

Reliez votre sonde à la sortie du trigger de Schmitt (sortie de N_2). Là aussi, vous observerez un carré sur l'écran de votre oscillo. En sortie du OU exclusif (sortie de N_6), nous avons un signal carré fortement modulé en fréquence : Le PLL n'est pas verrouillé. Ajuster P_1 , du VCO, pour

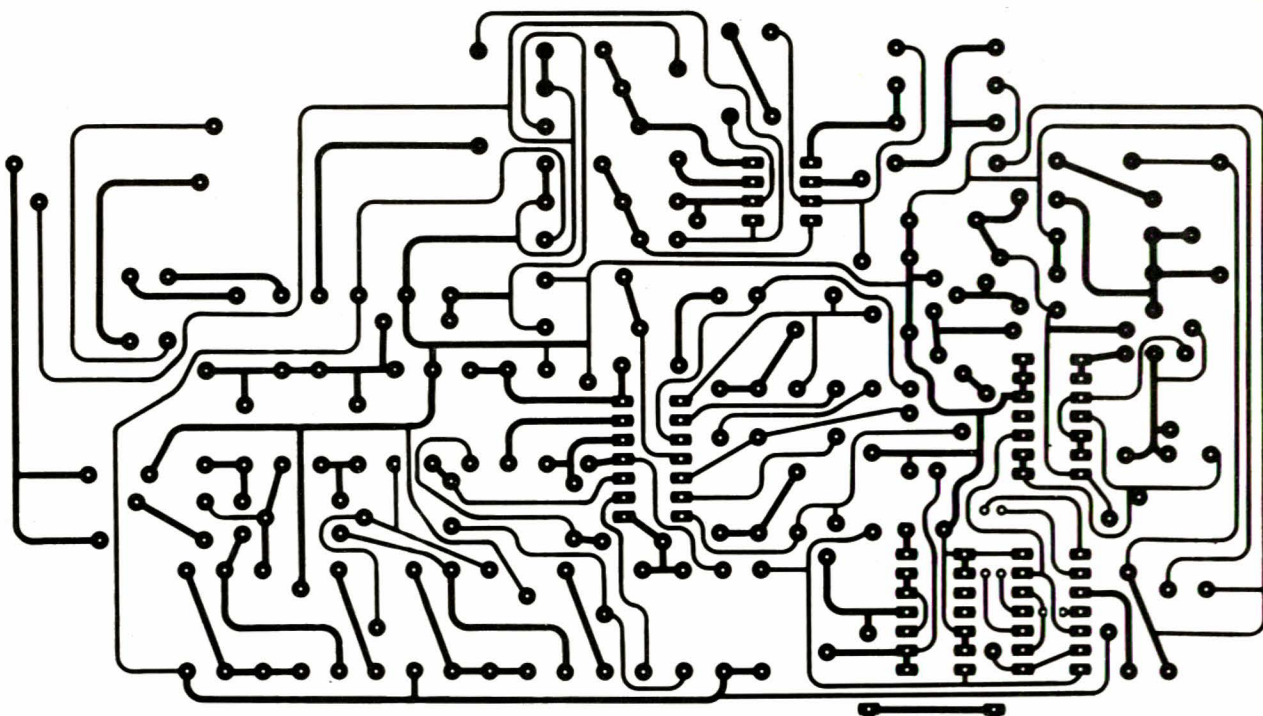


Figure 12

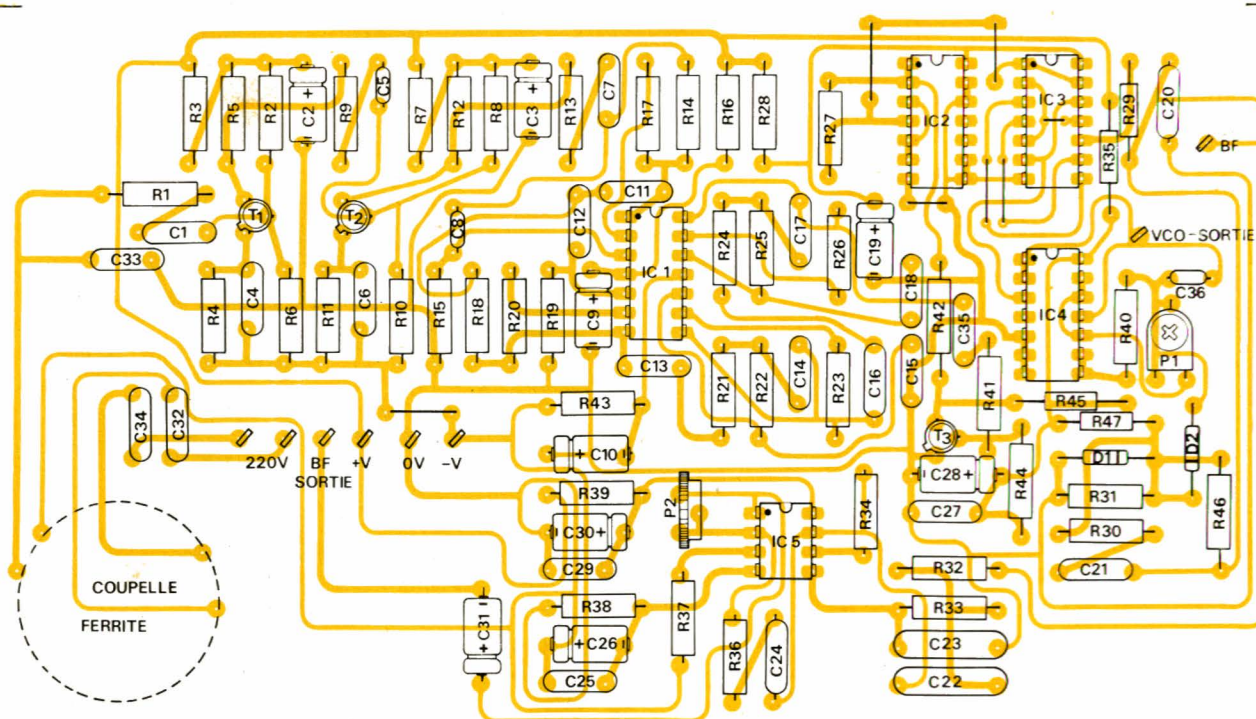


Figure 13

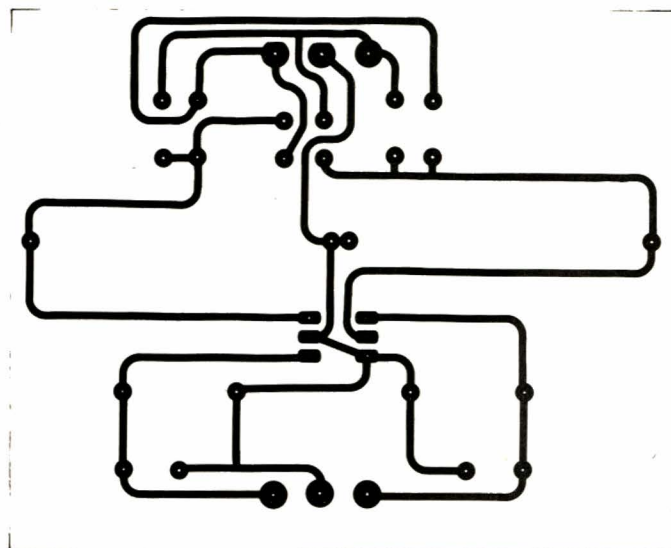


Figure 14

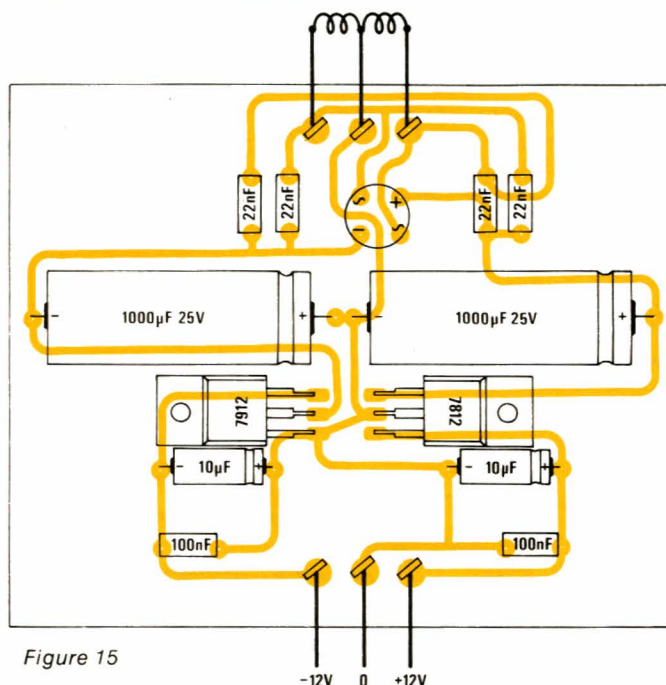


Figure 15

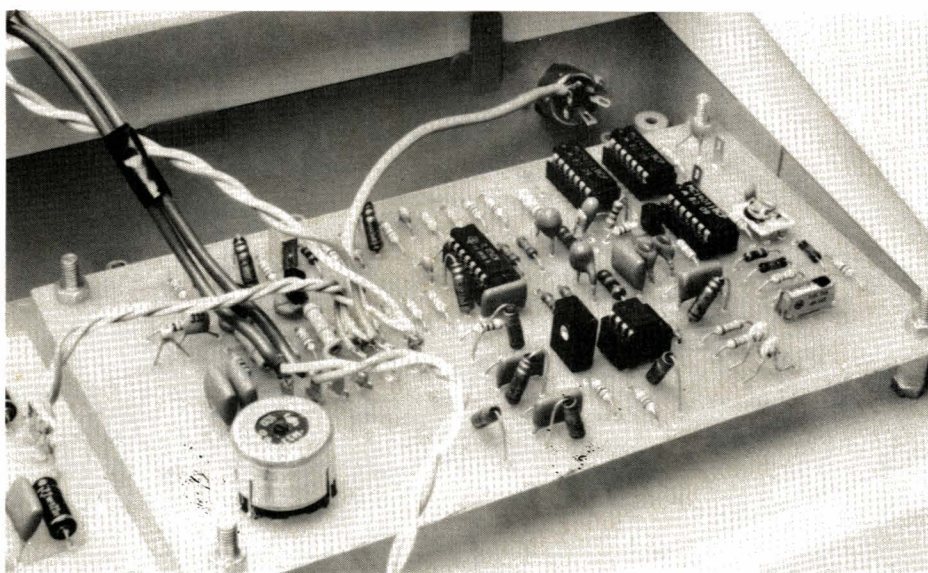
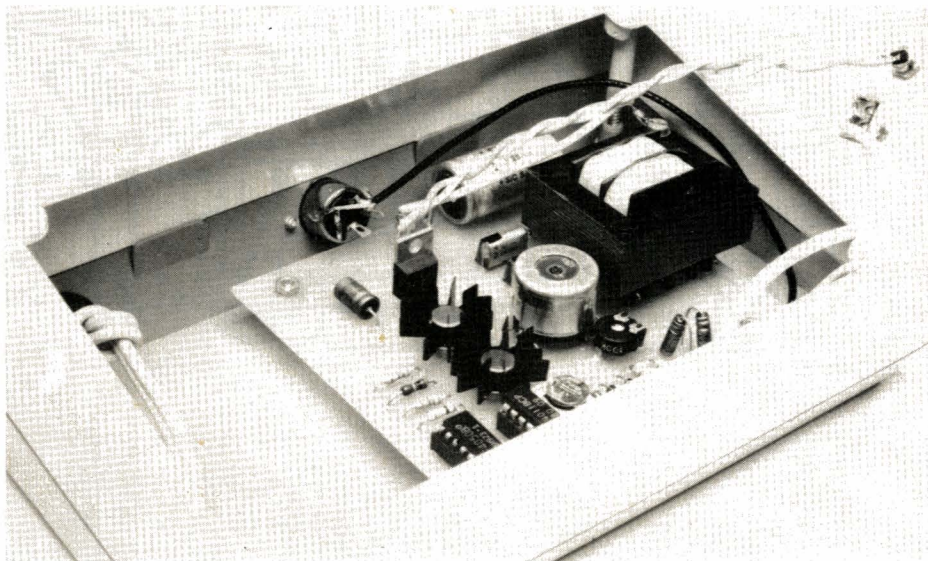
obtenir la disparition de la modulation. Attention, il existe plusieurs positions de P_1 pour lesquelles l'accrochage disparaît. Elles sont dues au fait que le VCO se cale sur une fréquence multiple de la fréquence d'entrée. Il faut lorsque le PLL est verrouillé, obtenir environ 300 kHz en sortie du VCO (fréquence de l'émetteur). Reliez une source musicale à l'émetteur et reliez la sortie BF du récepteur à un amplificateur, montez lentement le volume de votre amplificateur. Positionnez P_1 (de l'émetteur) à mi-course et ajustez P du récepteur pour obtenir un son dénué de toute distorsion et d'une dynamique maximale. Vous ajusterez l'amplitude du signal de sortie en jouant sur P_2 .

Vous constaterez, avec une satisfaction aussi grande que celle de l'auteur, la qualité de la transmission ainsi réalisée. Surtout compte tenu de la configuration du montage qui est... peu commune ! Attention, les transistors de l'émetteur s'échauffent en cours de fonctionnement. (Il est conseillé de leur adjoindre un radiateur).

Conclusion

Malgré la simplicité (apparente !) du montage, les résultats obtenus sont excellents. Bien sûr, l'oscillateur

suite page 42



Les multimètres Chauvin Arnoux Conpa 2010 et Conpa 2011 et leur gamme d'adaptateurs



Le constructeur français CHAUVIN ARNOUX fabrique, sous les références Conpa 2010 et Conpa 2011, deux multimètres numériques, dont les caractéristiques propres suffiront à séduire l'électronicien.

Mais l'intérêt exceptionnel de ces appareils réside dans le fait qu'ils s'inscrivent au centre d'un vaste système modulaire. Une gamme homogène d'accessoires étend en effet le domaine des mesures à un très grand nombre de grandeurs physiques. Les premières restent dans les préoccupations directes de l'électricien ou de l'électronicien : mesure des très fortes intensités, capacimétrie, génération de tensions et de courants de référence. Les autres touchent à la thermométrie, à la photométrie, à la sonométrie, etc.

L'occasion nous ayant été donnée, grâce à l'obligeance de la société Chauvin Arnoux, de tester longuement une grande partie de ce matériel, nous avons été séduit par son efficacité, au point qu'il nous serait difficile, maintenant, de renoncer à ce véritable laboratoire en mallette.

Le multimètre, centre du système

Conpa 2010 et Conpa 2011, de présentation analogue, sont des 2000 points portatifs, à alimentation sur une pile miniature de 9 volts, et affichage par cristaux liquides (chiffres très lisibles, de 18 mm de hauteur). Un boîtier en ABS beige et brun, les protège de la poussière et des projections d'eau (normes NF).

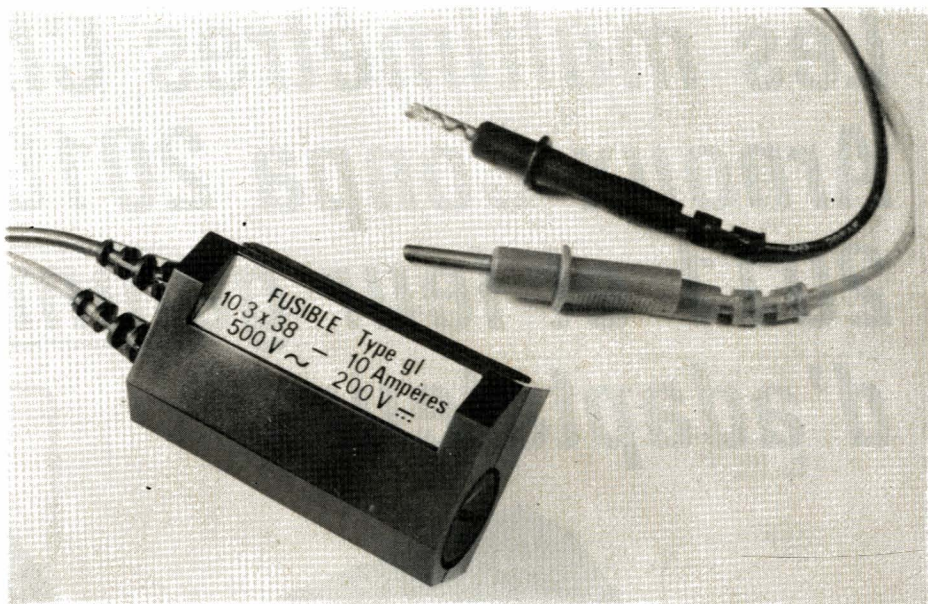
Dès la prise en main, plusieurs détails révèlent une étude poussée tant sur le plan de l'ergonomie que sur celui de la commodité d'utilisation. Nous aimons le grand commutateur rotatif unique, qui sélectionne l'ensemble des fonctions et des gammes, sans présenter l'ambiguïté de certains sélecteurs à touches. Le plan d'affichage incliné, la petite béquille escamotable, facilitent le travail sur table. Pour des situations plus acrobatiques, on appréciera le bracelet de caoutchouc, qui laisse les deux mains libres.

En sortant le multimètre de sa boîte, on cherche les traditionnelles douilles de branchement des cordons : il n'y en a pas, et là commence à apparaître l'aspect modulaire du système. Au sommet du boîtier, une découpe laisse voir un ensemble de branchement : deux fiches mâles massives, qui encadrent un connecteur femelle à six broches. Les deux fiches mâles constituent les entrées du multimètre, dans ses utilisations propres (voltmètre, ampèremètre, ohmmètre...). Les autres broches sont destinées aux divers adaptateurs, sur lesquels nous reviendrons en détail.

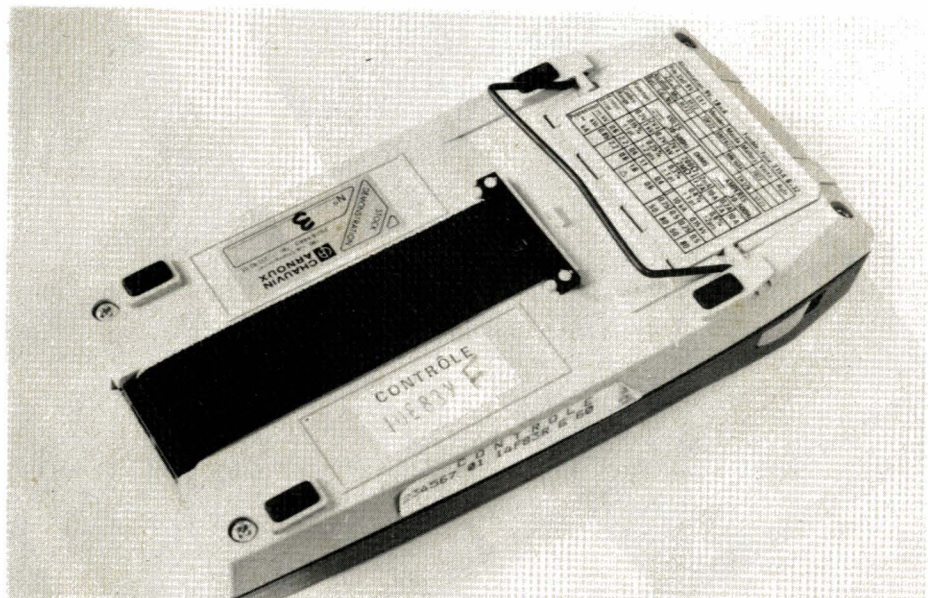
Sur les bornes principales, vient se fixer une prise solidaire des cordons, et qui contient le fusible de protection (3,15 A ou 10 A).

Conpa 2010 et Conpa 2011 offrent tous les deux 24 calibres, que nous n'énumérerons pas ici en détail. On retiendra simplement l'étendue des mesures :

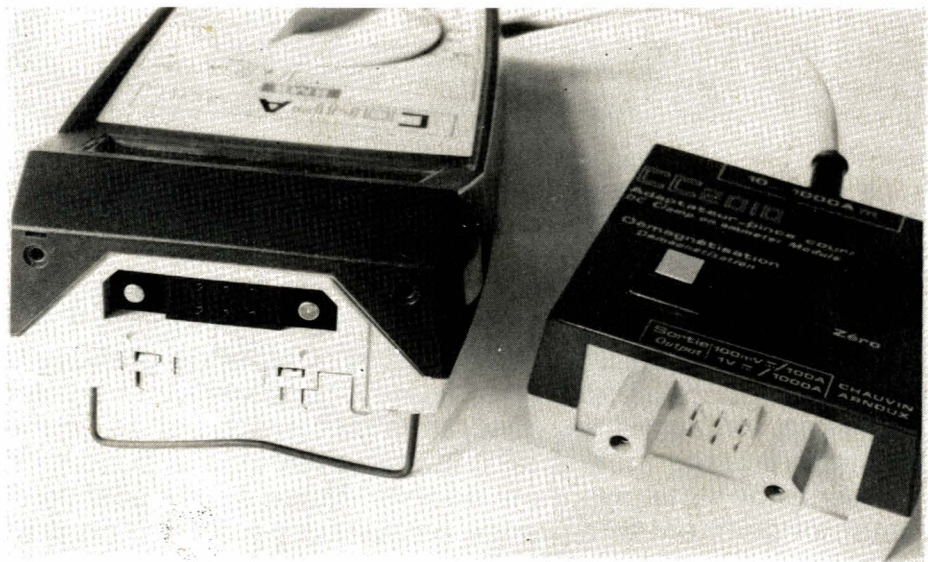
- en voltmètre continu : de 200 mV à 1000 V à pleine échelle, avec une impédance d'entrée de 10 M Ω (> 100 M Ω sur le calibre 200 mV),
- en voltmètre alternatif : mêmes gammes, avec une impédance d'entrée de 1 M Ω en parallèle sur 50 pF (100 M Ω sur le calibre 200 mV),
- en ampèremètre continu : de 2 mA à 10 A à pleine échelle (chute de tension variable de 100 mV à 700 mV selon les gammes),



Les cordons de mesure sont solidaires d'un connecteur renfermant le fusible de protection.



La béquille repliable, et le bracelet élastique, constituent des détails très agréables à l'usage. Nous apprécions beaucoup, également, le « memento » rappelant les caractéristiques principales (notamment la précision sur chaque calibre), ainsi que les références des piles ou des batteries.



Tous les adaptateurs se raccordent au multimètre par un connecteur à 8 broches (2 mâles, 6 femelles).

- en ampèremètre alternatif : de 20 mA à 10 A,
- en ohmmètre : de 200 Ω à 2 M Ω à pleine échelle, avec une chute de tension maximale de 200 mV. Remarquons que cette faible chute de tension ne permet pas, sur ces calibres, de tester des diodes, dont le seuil de conduction atteint 300 mV pour le germanium, et 500 mV environ pour le silicium. Il existe donc une gamme spéciale pour le test des semiconducteurs, avec un courant d'essai de 0,6 mA, et une tension maximale (à vide) de 3,2 volts.

Nous noterons enfin, sur le Conpa 2011, une mesure efficace vraie des tensions alternatives, quelle que soit la forme d'onde du signal, à condition toutefois que le facteur de crête F_c ne dépasse pas 6. Rappelons que :

$$F_c = \frac{V_{\text{crête}}}{V_{\text{efficace}}}$$

Cette mesure s'effectue grâce à l'emploi d'un circuit multiplicateur AD 536, de chez Analog Devices.

La gamme des adaptateurs

Elle est, comme nous l'avons déjà noté, extrêmement vaste et diverse, la société **Chauvin Arnoux** nous a confié, pour essais, plusieurs de ces adaptateurs, dont nous parlerons donc en détail : deux pinces ampèremétriques pour la mesure des fortes intensités ; l'adaptateur luxmètre ; l'adaptateur sonomètre ; enfin, l'adaptateur et une sonde thermométriques.

Nous nous contenterons, pour commencer, de citer brièvement les principaux autres accessoires, qui comprennent :

- un fréquencemètre pour fréquences industrielles, de 200 Hz à 20 kHz à pleine échelle,
- un capacimètre à 8 gammes de mesures, de 200 pF à 20 mF à pleine échelle,
- un teslamètre, avec capteur à effet Hall, autorisant la mesure des inductions magnétiques de 0,1 mT à 20 T, avec une précision meilleure que 3 %. L'étalonnage s'effectue à partir d'un aimant de référence incorporé,
- un mesureur de puissance optique. Avec six calibres s'étendant de 200 nW à 10 mW, et un domaine de longueurs d'ondes de 520 à 950 nm, cet adaptateur est destiné aux mesures sur les fibres optiques,

- un mesureur de terre, avec une gamme de mesure unique, de 0 à 2000 Ω . Des voyants de signalisation de défauts indiquent, entre autres, la présence de signaux parasites trop importants pour permettre une mesure correcte,

- un générateur de tension et de courant continus. Il délivre des intensités continues de référence réglables de 0 à 20 mA, et des tensions continues de 0 à 20 volts, avec affichage sur le multimètre associé. La précision est alors celle du Conpa, sur le calibre correspondant,

- un adaptateur thermo-anémomètre, donnant la température de l'air, sa vitesse, et la différence de température entre le capteur et l'air ambiant. Cet accessoire trouve ses principales applications dans le domaine de la climatisation et du chauffage.

On trouvera, en figure 1, le schéma synoptique de l'adaptateur. La cellule à effet Hall reçoit le courant de référence (2,5 mA), et injecte la tension de Hall sur un amplificateur différentiel. Un étage de sortie procède à l'addition de la tension amplifiée, et d'une tension réglable nécessaire à l'ajustage du zéro.

Le circuit magnétique de la pince (figure 2), constitué d'un noyau torique en tôles au silicium, doit être démagnétisé avant toute mesure en continu. Cette opération s'effectue grâce à un enroulement dans lequel on envoie un courant alternatif d'amplitude décroissante, à une fréquence de 50 kHz, de façon à annuler la surface du cycle d'hystérésis.

Certaines précautions doivent être respectées pour éliminer les erreurs de mesure. Elles concernent, no-

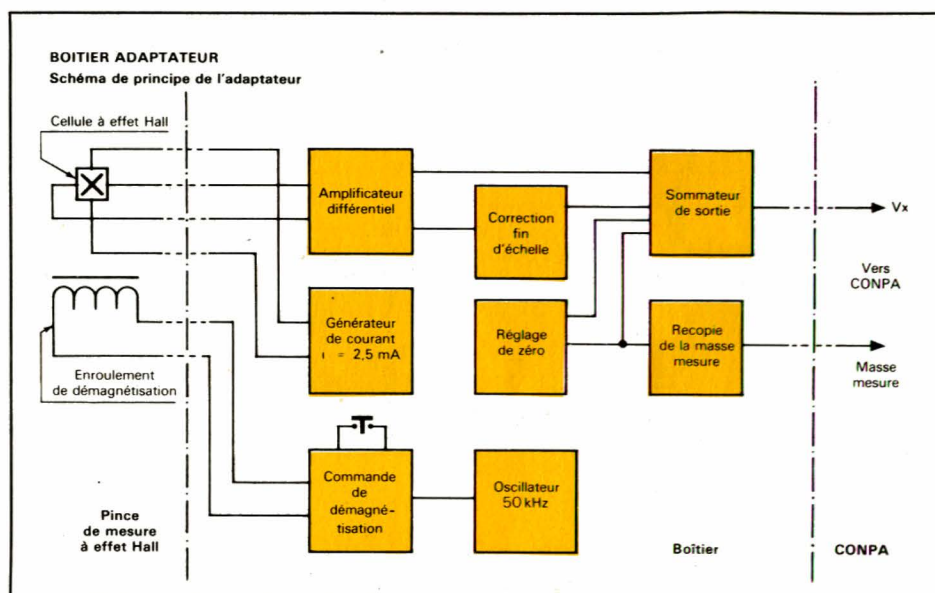


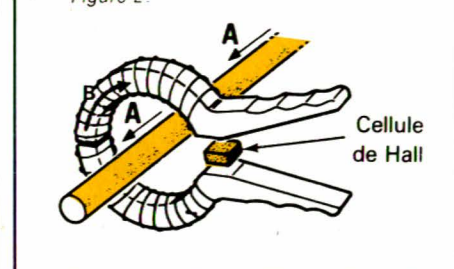
Figure 1

Les pinces ampèremétriques

Les utilisateurs du système Conpa peuvent choisir entre deux modèles de pinces ampèremétriques, différant essentiellement par la plage des intensités mesurables : de 0,05 à 100 A pour la petite pince, et de 1 à 1000 A pour la grande. Toutes deux exploitent l'effet Hall, auquel nous consacrons une étude en annexe.

La plus grosse pince offre deux calibres : de 1 à 200 A sur la position 200 mV continus du multimètre, et 1 à 1000 A sur la position 2 V. Elle accepte la mesure des intensités continues ou alternatives (jusqu'à 700 A efficaces), et le signal de sortie reproduit la forme du courant mesuré, dans un domaine de 0 à 1000 Hz.

Figure 2.



tamment, la position du conducteur testé à l'intérieur de la pince, et l'influence d'un éventuel conducteur voisin (figure 3). La notice d'emploi précise quantitativement les incidences de ces facteurs.

Sensible aux inductions magnétiques, la cellule de Hall l'est, évidemment, au champ magnétique terrestre, dans une proportion qui

dépend de l'orientation de la pince. Cet effet parasite se traduit, au maximum, par une dérive de 0,35 A.

Nous n'analyserons pas en détail la petite pince, dont le principe de fonctionnement reste le même, et dont nous avons indiqué la gamme d'utilisation.

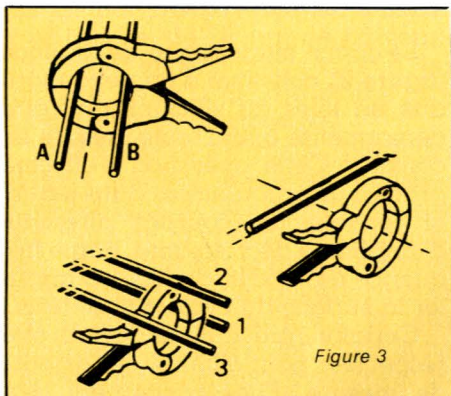


Figure 3

La plus grosse des pinces ampéremétriques permet de mesurer des intensités jusqu'à 1 000 A.

Le luxmètre

Là encore, nous renvoyons nos lecteurs à une étude annexe, où sont étudiées les grandeurs photométriques et leurs unités.

Avec l'adaptateur CL, les éclairagements sont mesurés en trois gammes, de 20 lux à 2000 lux à pleine échelle. Deux écrans réducteurs, introduisant respectivement une atténuation de 1/10^e et de 1/100^e, étendent ces gammes jusqu'à 20 000 ou 200 000 lux.

La mesure s'effectue grâce à une photopile au silicium, de 60 mm de diamètre, équipée d'un filtre à correction spectrale qui lui donne une courbe de réponse voisine de celle de l'œil humain. Il est possible aussi d'introduire un écran correcteur d'incidence, recommandé dans le

cas où les rayons lumineux parviennent sur le capteur avec des incidences obliques.

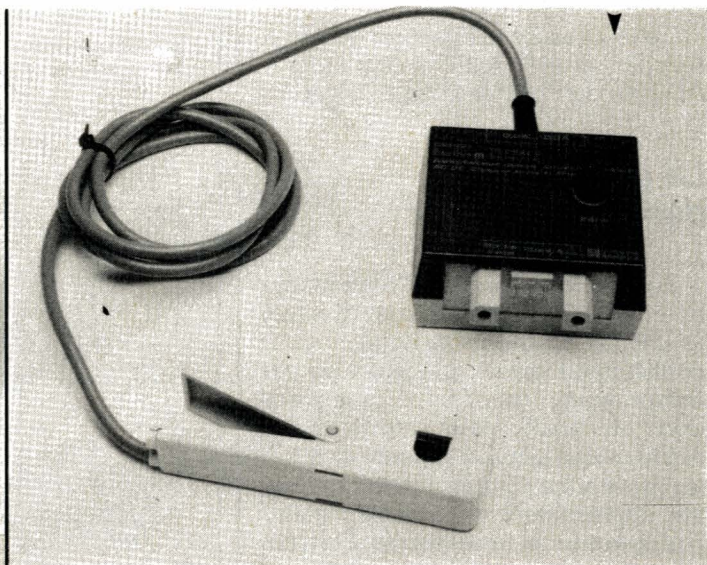
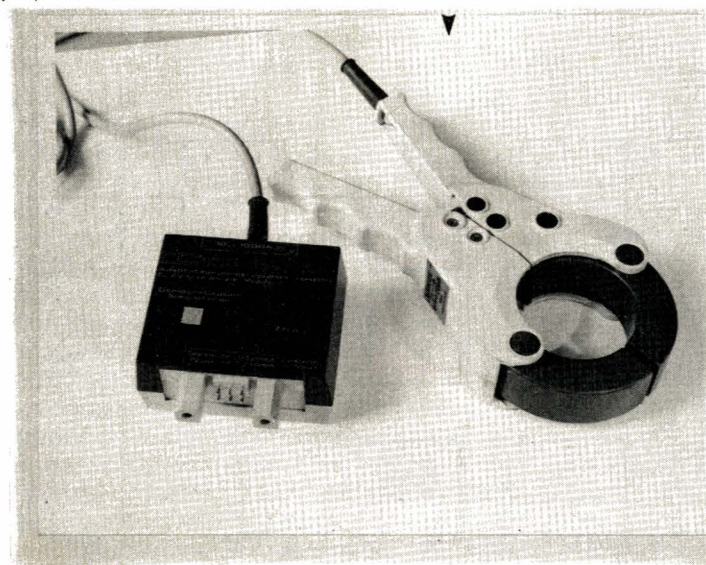
L'utilisation de différents diaphragmes, permet aussi les mesures de luminances sur différents types de sources.

L'adaptateur et les sondes thermométriques

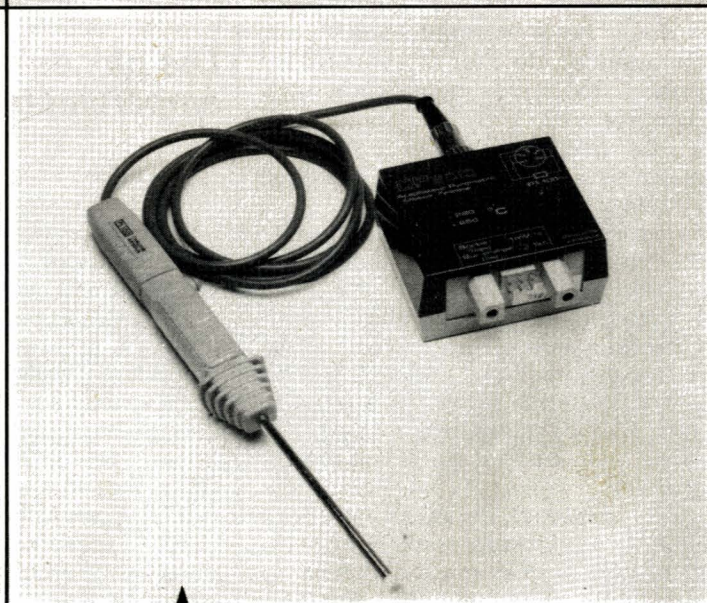
L'adaptateur pyrométrique CP s'utilise avec différents modèles de sondes à résistance de platine, offrant toutes une résistance de 100 Ω à 0 °C. Suivant le calibre sélectionné sur le multimètre, les mesures sont possibles de - 200 à + 200 °C, ou de - 220 à + 850 °C.

Chaque sonde se raccorde à l'adaptateur par un connecteur DIN.

Vue de la pince ampéremétrique 100 A, et du son adaptateur.



Cellule de l'adaptateur luxmètre, avec l'un des écrans utilisables pour atténuer et introduire une correction d'incidence par diffusion.



Adaptateur thermométrique, équipé de la sonde DTS-P pour les mesures ponctuelles de température, par exemple sur des boîtiers de transistors.

Toutes sont constituées d'une gaine métallique terminée par l'élément sensible, et munies d'une poignée en plastique polysulfone, qui résiste à des températures de pointe de 175 °C. On pourra choisir :

- pour l'usage général, le capteur DUG-P, utilisable de -100 à +500 °C, avec une constante de temps de 15 s. Ce capteur est conseillé pour les liquides, les produits pâteux ou pulvérulents,
- pour les produits semi-durs (certains produits alimentaires par exemple), le capteur « aiguille » DEA-P, à extrémité biseautée,
- pour l'air ambiant (de -50 à +250 °C), le capteur DAA-P, qui présente l'avantage d'une faible constante de temps (3 s),
- pour des mesures ponctuelles sur des surfaces métalliques, le capteur DTS-P. Son élément sensible, très petit, est placé à l'extrémité de la gaine métallique, dans une pastille de téflon. Nous avons testé ce modèle, particulièrement adapté à la mesure des températures de boîtiers de transistors, de dissipateurs thermiques, etc. Pour assurer un bon contact thermique, il est recommandé d'utiliser de la graisse aux silicones,
- pour le contrôle des produits congelés, le capteur DPC-P. Sa forme spécialement étudiée permet de le glisser entre les produits surgelés.

Le sonomètre

Les mesures d'intensités sonores trouvent de très nombreuses applications : réglage d'un matériel de sonorisation, détection des sources de bruit « polluantes », etc.

Le sonomètre Chauvin Arnoux, constitué d'un adaptateur pour multimètre et d'un microphone débouchable (connecteur DIN), offre trois gammes de mesure, dans la plage de 25 Hz à 25 kHz, soit avec une ré-

ponse linéaire, soit avec une pondération de type A. Dans ce dernier cas, les trois gammes couvrent respectivement :

- de 40 à 70 dB, pour des valeurs instantanées de 30 à 80 dB.
- de 70 à 100 dB, pour des valeurs instantanées de 60 à 110 dB.
- de 100 à 130 dB, pour des valeurs instantanées de 90 à 140 dB.

On peut choisir des temps d'intégration de 1 s, 4 s, 30 s ou 60 s. Le microphone, de type électret, offre un diagramme omnidirectionnel.

Un exemple d'utilisation du système CONPA

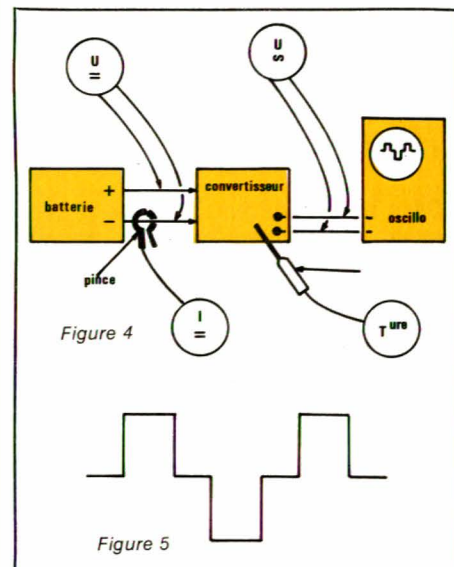
Disposant de tout l'ensemble que nous avons précédemment décrit, il nous a été permis, durant de longues semaines, d'en apprécier l'efficacité sur de nombreuses mesures. A titre d'exemple, nous voudrions montrer avec quelle facilité nous avons pu mettre au point un convertisseur de puissance (modèle assez voisin de celui décrit dans notre numéro 423), et en mesurer les caractéristiques.

Le montage est celui de la figure 4. Une batterie de 12 volts (66 Ah), fournit l'énergie primaire, par l'intermédiaire de courts cordons de très forte section. On charge le convertisseur par des ampoules branchées en parallèle, afin de pouvoir faire varier la puissance consommée. Un oscilloscope, en sortie, affiche en permanence la forme d'onde : une pseudo sinusoïde, en marches d'escalier (figure 5).

Les mesures qu'il est principalement intéressant d'effectuer sont les suivantes :

- tension efficace de sortie : le Conpa 2011, utilisé en voltmètre alternatif, la donne directement pour ce type de signal, dont le facteur de crête ne dépasse pas 2.
- intensité du courant d'entrée (continu). A pleine charge, il est voisin de 30 A. Nous l'avons mesuré avec la pince ampèremétrique, sur le calibre 200 A.
- rendement : c'est le rapport de la puissance délivrée en sortie, à la puissance consommée en entrée. La mesure de la tension et du courant de sortie, puis des mêmes grandeurs en entrée, en permettent facilement le calcul.
- la température des transistors de puissance, en l'occurrence des Hexfet

de type IRF 131. Cette mesure est très facile avec l'adaptateur thermométrique, équipé de la sonde de contact DTS-P (en interposant un peu de graisse aux silicones). Des mesures en différents points du dissipateur thermique, nous ont permis de choisir le mieux adapté de deux modèles apparemment très voisins, mais aux profils légèrement différents.



Nos conclusions

Manifestement conçu par une équipe d'ingénieurs guidée par le souci d'homogénéité, le système constitué par le Conpa 2011 (ou 2010) et ses multiples accessoires, offre un tel domaine de possibilités qu'on peut presque le considérer comme un laboratoire complet.

Naturellement, tous les adaptateurs ne sont pas utiles à chacun, et leur choix dépendra des besoins spécifiques. Pour le laboratoire d'électronique courant, on pourrait conseiller par exemple, outre le multimètre lui-même (notre préférence va nettement au 2011 pour ses mesures en valeurs efficaces vraies) : une pince ampèremétrique, un thermomètre, un capacimètre. Le développement des capteurs à effet Hall, et de leurs applications, conduit à effectuer des mesures d'inductions, pour lesquelles on appréciera le teslamètre.

Au total, voilà un matériel dont la richesse et la qualité ne souffrent aucune critique. Nous taxera-t-on de Chauvin...isme, si nous constatons que l'industrie française, parfois, accède au plus haut niveau international ?

R. RATEAU



Adaptateur sonométrique, équipé de son microphone électret.

Grandeurs et unités photométriques

On appelle « lumière » toute la partie du spectre électromagnétique à laquelle réagit l'œil, c'est-à-dire correspondant à des longueurs d'onde de 380 à 800 nm environ. Comme tout rayonnement électromagnétique, la lumière provient d'émetteurs (soleil, lampes à incandescence, tubes à décharge, etc.) et peut être captée par des récepteurs.

La photométrie englobe toutes les mesures touchant aux émetteurs, aux récepteurs, et aux conditions de propagation entre ces éléments extrêmes de la chaîne. En fonction du point de vue des utilisateurs, toutes les grandeurs n'offrent pas le même intérêt. Les éclairagistes privilégient le flux, l'intensité (pour une source), l'éclairement (sur une surface, par exemple la table de travail). Les opticiens travaillant sur les instruments, se préoccupent de luminance, etc.

Un appareil comme le luxmètre CONPA, mesure fondamentalement des éclairagements, et, accessoirement, des luminances. Nous donnerons cependant, dans cette annexe, un aperçu de l'ensemble des grandeurs photométriques, indispensable à... une claire vision des problèmes ! L'ordre suivi, qui pourra surprendre d'abord, s'impose pour faciliter l'approche physique des phénomènes.

La notion de flux

Dans un état de fonctionnement permanent et stationnaire, une source (lampe à incandescence traversée par un courant continu par exemple), émet une puissance de rayonnement constante, qu'on exprime, comme toute puissance, en watts, dans le système MKSA légal.

Pourtant, à puissances égales, des rayonnements rouge, vert ou violet ne produisent pas les mêmes effets visuels, et ne transportent pas le même nombre de photons. La mesure de « débit », pour ces effets, n'est donc plus rattachée à des unités énergétiques. Pour caractériser la grandeur qui représente le débit de lumière, les photométristes utilisent alors, au lieu du mot « puissance », le mot *flux*, symbolisé par la lettre grecque Φ .

Dans l'aspect énergétique, le flux s'exprime en *watts*. Quand on envisage l'aspect corpusculaire, on l'exprime en *photons/seconde*. Pour les aspects visuels, ou photographiques, l'unité devient le *lumen*.

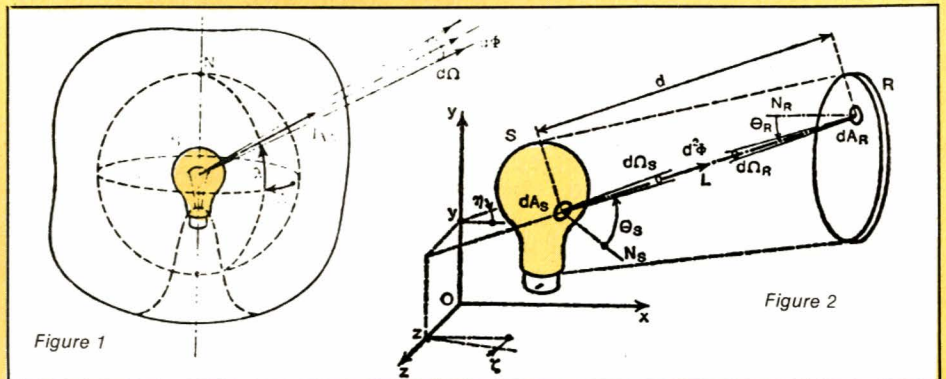
Au système légal MKSA (mètre, kilogramme, seconde, ampère), il faut, pour traiter de photométrie, choisir une grandeur fondamentale, et définir son unité. Cette grandeur est l'*intensité*, mesurée en *candelas*. Flux et lumen deviennent alors une grandeur et une unité dérivées, que nous ne pourrions définir qu'ultérieurement.

Etendue géométrique d'un pinceau lumineux

Considérons (figure 1) une source S et un récepteur R d'étendues finies, et baignant dans un milieu homogène (propagation rectiligne de la lumière).

On isole mentalement, sur S une surface infiniment petite dA_s , et sur R une surface infiniment petite dA_r , séparées par la distance d . θ_s et θ_r sont les angles que font chacune de ces surfaces avec la droite qui les joint.

De la source, on voit l'élément dA_r



sous un angle solide :

$$d\Omega_s = \cos \theta_r \cdot dA_r \cdot \frac{1}{d^2}$$

Du récepteur, on voit dA_s sous l'angle solide :

$$d\Omega_r = \cos \theta_s \cdot dA_s \cdot \frac{1}{d^2}$$

On appelle *étendue géométrique* du pinceau lumineux qui joint dA_s à dA_r la quantité d^2G (infiniment petit du deuxième ordre) :

$$d^2G = dA_s \cdot \cos \theta_s \cdot d\Omega_s \\ = dA_r \cdot \cos \theta_r \cdot d\Omega_r$$

Ces deux relations montrent que l'étendue géométrique a pour unité le *mètre carré stéradian* ($m^2 \cdot sr$), le stéradian étant l'unité d'angle solide.

La luminance

Supposons le milieu non absorbant : il y a conservation du flux dans le pinceau délimité par dA_s et dA_r . Ce flux $d^2\Phi$ (infiniment petit du second ordre) est proportionnel à d^2G :

$$d^2\Phi = L \cdot d^2G$$

Cette relation définit la grandeur L , appelée *luminance* du pinceau. Elle montre que L représente la densité spatiale de flux, et admet pour unité, dans un système énergétique, le *watt par mètre carré et par stéradian* ($W \cdot m^{-2} \cdot sr^{-1}$).

La figure 1 montre que la luminance dépend, généralement, du pinceau considéré (direction du rayon moyen).

Intensité d'une source lumineuse

L'*intensité* I d'une source lumineuse, dans une direction donnée, est la valeur limite que prend le rapport du flux émis $\Delta\Phi$ dans l'angle solide $\Delta\Omega$, quand $\Delta\Omega$ tend vers zéro (figure 2). On a donc :

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega}$$

Généralement, l'intensité dépend de la direction d'observation.

Dans le système des unités lumineuses (voir plus haut), l'unité de base est celle d'intensité, appelée *candela* (cd). C'est l'intensité de $1/60$ de cm^2 de corps noir porté à la température de solidification du platine ($2\,045^\circ K$).

Eclairement

La notion d'éclairement est liée à la surface réceptrice, celle de la page de revue que vous êtes en train de lire, par exemple.

L'*éclairement* E en un point donné de cette surface, est la valeur limite du rapport entre le flux $\Delta\Phi$ reçu, et l'aire de réception ΔA_r , lorsque ΔA_r tend vers zéro. Donc :

$$E = \frac{d\Phi}{dA_r}$$

Dans le système énergétique, l'unité d'éclairement est le *watt/mètre carré* ($W \cdot m^{-2}$). Dans le système photométrique, c'est le *lux*, ou *lumen/m²*.

L'effet Hall

Cet effet a été étudié et interprété, dans le cas des métaux, par le physicien Hall, en 1879. Il apparaît, dans les semiconducteurs extrinsèques, avec une intensité notablement plus grande, qui a permis de lui trouver maintes applications pratiques. La mesure des forts courants, qui nous intéresse ici, en est un exemple.

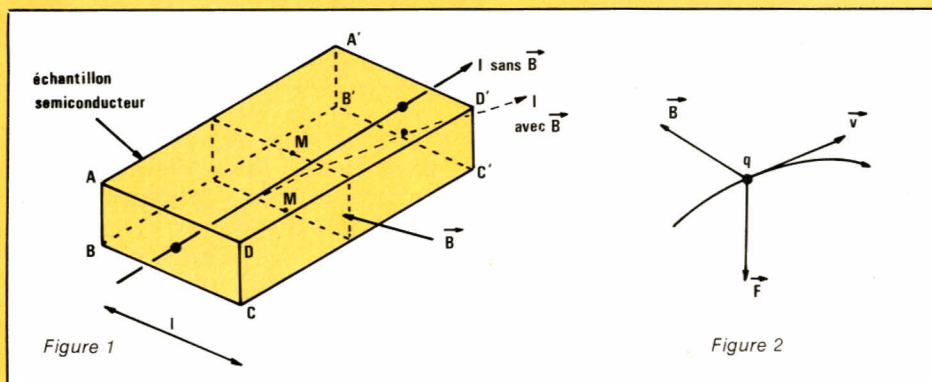
Mise en évidence de l'effet Hall

L'échantillon semiconducteur de la figure 1, en forme de parallélépipède rectangle, reçoit des électrodes métalliques sur ses faces opposées ABCD et A'B'C'D'. Un générateur relié à ces électrodes fait circuler, dans l'échantillon, un courant continu d'intensité I . Si on branche, entre les points opposés M et M', un voltmètre, celui-ci n'indique aucune différence de potentiel.

L'orientation de $\vec{F}$ dépend du signe de la charge q . Cette dernière, au sein d'un semiconducteur, est soit un électron (charge négative), soit un trou (charge positive), avec :

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

Reprenons l'échantillon de la figure 1, que nous représentons, en figure 3, selon une coupe parallèle au plan ABA'B'. Nous nous intéresserons au cas où les porteurs sont des électrons. En l'absence d'induction magnétique, les électrons libres ne



Reprenons maintenant la même expérience, en plongeant l'échantillon dans une induction magnétique B perpendiculaire aux faces ABA'B' et CDC'D'. Une différence de potentiel V_H , dite « potentiel de Hall », apparaît entre M et M'.

Les mesures montrent que, pour un semiconducteur donné, V_H est proportionnelle à l'induction magnétique B , et à la densité de courant j .

Interprétation de l'effet Hall

Lorsqu'une particule de charge électrique q se déplace à la vitesse $\vec{v}$ dans une induction magnétique $\vec{B}$, elle est soumise à une force $\vec{F}$ donnée par le produit vectoriel :

$$\vec{F} = q (\vec{v} \wedge \vec{B})$$

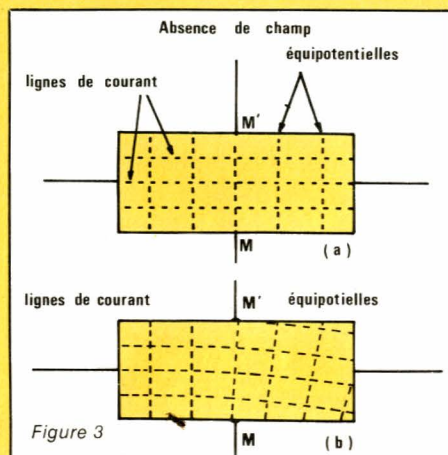
On remarquera que $\vec{v}$, $\vec{B}$ et $\vec{F}$ sont des grandeurs vectorielles caractérisées par leur module, leur direction, et leur sens.

Lorsque $\vec{v}$ et $\vec{B}$ sont perpendiculaires (figure 2), la force $\vec{F}$, perpendiculaire au plan $\vec{v}$, $\vec{B}$, a pour module :

$$F = q v B$$

sont soumis qu'au champ électrique engendré par le générateur extérieur : les lignes de courant, rectilignes, s'orientent perpendiculairement aux plans des électrodes (figure 3, a) ; les surfaces équipotentielle sont alors des plans parallèles aux électrodes, et deux points tels que M et M' se trouvent sur la même équipotentielle. Il n'apparaît, entre eux, aucune tension.

Appliquons maintenant une induction $\vec{B}$, perpendiculaire au plan de la figure, et dirigée de l'avant vers l'arrière (figure



3, b). Les électrons, porteurs d'une charge négative, se déplacent de la droite vers la gauche (sens opposé au sens conventionnel du courant). La force $\vec{F}$ due à l'induction magnétique est dirigée vers le haut. On observe donc une accumulation d'électrons sur la face supérieure de l'échantillon, et un déficit électronique sur la face inférieure. Le potentiel de Hall V_H prend l'orientation indiquée sur la figure 3, c.

Semiconducteurs intrinsèques, extrinsèques N et P

Remarquons d'abord que les trous :

- portent une charge positive,
- se déplacent en sens inverse des électrons.

En présence d'une induction magnétique, ils subissent donc une déviation de même sens que celle des électrons.

Dans un semiconducteur intrinsèque, la densité n des électrons égale la densité p des trous. Ces deux types de porteurs s'accumulent donc également sur la même face de l'échantillon, où leurs charges s'équilibrent. On ne devrait donc pas observer d'effet Hall dans ce cas. En pratique, il subsiste un léger effet, dû à la différence de mobilité des deux catégories de porteurs.

Dans un semiconducteur extrinsèque de type N, les électrons deviennent porteur majoritaires. Toutes autres choses égales (sens du courant et de l'induction), le potentiel de Hall prend la polarité indiquée dans la figure 3, c.

Pour un semiconducteur de type P, où les trous sont porteurs majoritaires, le potentiel de Hall s'inverse. L'effet Hall permet donc d'identifier les semiconducteurs N et P.

Constante de Hall

Un calcul simple (il suffit d'écrire qu'en régime permanent, la force électrique introduite par l'accumulation dissymétrique des porteurs équilibre la force due à l'induction), permet de calculer la tension de Hall V_H . Nous nous bornerons à l'énoncé du résultat :

$$V_H = R_H \frac{\vec{I} \cdot \vec{B}}{I}$$

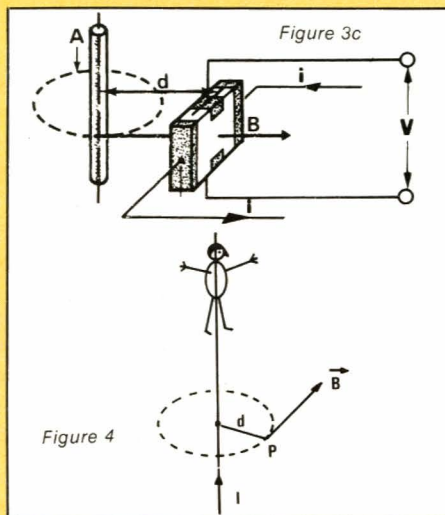
où :
 V_H , potentiel de Hall, s'exprime en volts,
 I , intensité du courant, s'exprime en ampères,
 B , intensité de l'induction, s'exprime en teslas,
 l , largeur du barreau (figure 1), s'exprime en mètres.

Le coefficient R_H , caractéristique de chaque semiconducteur, s'appelle sa *constante de Hall*.

Effet Hall et pince ampèremétrique

Tout courant électrique crée, dans l'espace qui l'entoure, un champ magnétique H . Par intégration, la loi de Biot et Savart permet de déterminer ce champ en un point P situé à la distance d d'un conducteur rectiligne indéfini que parcourt un courant d'intensité i (figure 4)).

Ce champ est perpendiculaire au plan défini par le fil et le point P, et dirigé vers la gauche d'un observateur traversé par le courant des pieds à la tête, et regardant vers P (cet observateur, que les traités d'électricité empaient avec obsti-



nation, est le brave et bien connu *bonhomme d'Ampère*).

L'intensité H du champ est donnée par la relation :

$$H = \frac{i}{2\pi d}$$

(système MKSA rationalisé). Il lui correspond, dans le vide (donc sensiblement aussi dans l'air), une induction :

$$B = \mu \cdot H$$

où μ est la perméabilité magnétique du vide.

Ces relations permettent, après étalonnage, de mesurer l'intensité i qui traverse un conducteur, par exploitation de l'effet Hall. On se reportera, pour l'aspect électronique du problème, à la partie correspondante de notre étude du CONPA 2011.

R. R.

suite de la page 34

dérive légèrement et il vous sera peut-être nécessaire de monter un potentiomètre de 47 k(A) en lieu et place de P_1 (récepteur). Mais ceci

n'est pas obligatoire, la dérive dépendant essentiellement de la qualité des composants employés. Il est conseillé d'utiliser une piste Cermet pour P_1 . Il ne nous reste qu'à vous

souhaiter une excellente écoute de votre chaîne Hifi à distance(!) mais ne comptez pas « pirater » la musique de votre voisin !

Christophe BASSO

Nomenclature

Récepteur

Tout chimique tantale 16 V, sauf indic.

Résistances

R_1 : 100 k Ω	R_{17} : 4,7 k Ω	R_{33} : 18 k Ω
R_2 : 150 k Ω	R_{18} : 2,2 k Ω	R_{34} : 33 k Ω
R_3 : 1 k Ω	R_{19} : 4,7 k Ω	R_{35} : 1 k Ω
R_4 : 1 k Ω	R_{20} : 4,7 k Ω	R_{36} : 1 k Ω
R_5 : 10 k Ω	R_{21} : 680 Ω	R_{37} : 1 k Ω
R_6 : 39 k Ω	R_{22} : 680 Ω	R_{38} : 1 k Ω
R_7 : 1 k Ω	R_{23} : 1,5 k Ω	R_{39} : 1 k Ω
R_8 : 150 k Ω	R_{24} : 680 Ω	R_{40} : 10 k Ω
R_9 : 1 k Ω	R_{25} : 680 Ω	R_{41} : 1 k Ω
R_{10} : 39 k Ω	R_{26} : 1,5 k Ω	R_{42} : 1 k Ω
R_{11} : 1 k Ω	R_{27} : 120 k Ω	R_{43} : 100 Ω
R_{12} : 10 k Ω	R_{28} : 1 k Ω	R_{44} : 820 k Ω
R_{13} : 1 k Ω	R_{29} : 3,3 k Ω	R_{45} : 10 k Ω
R_{14} : 2,2 k Ω	R_{30} : 10 k Ω	R_{46} : 10 k Ω
R_{15} : 4,7 k Ω	R_{31} : 22 k Ω	R_{47} : 10 k Ω
R_{16} : 100 Ω	R_{32} : 18 k Ω	

Circuits intégrés et divers

IC_1 : TL074
 IC_2 : CD4011
 IC_3 : CD4011
 IC_4 : CD4011
 IC_5 : TL082
 T_1, T_2, T_3 : BC238 B
 D_1, D_2 : OA 95.
 P_1 : 47 k Ω , couché
 P_2 : 100 k Ω , vertical.

Condensateurs

C_1 : 330 pF
 C_2 : 1 μ F chimique
 C_3 : 1 μ F chimique
 C_4 : 1,5 nF
 C_5 : 100 nF
 C_6 : 1,5 nF
 C_7 : 270 pF
 C_8 : 270 pF
 C_9 : 1 μ F chimique

alimentation

$C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_{12}$: 22 nF
 C_6, C_8 : 1 000 μ F/25 V

C_7, C_9 : 1 000 nF
 C_{10}, C_{11} : 2,2 μ F/16 V
 IC_1 : 7812
 IC_2 : 7912

C_{10} : 1 μ F chimique

C_{11} : 270 pF
 C_{12} : 270 pF
 C_{13} : 22 nF
 C_{14} : 470 pF
 C_{15} : 470 pF
 C_{16} : 22 nF
 C_{17} : 470 pF
 C_{18} : 470 pF
 C_{19} : 1 μ F chimique
 C_{20} : 850 pF
 C_{21} : 22 nF
 C_{22} : 470 pF
 C_{23} : 470 pF
 C_{24} : 0,33 μ F Tantale 35 V
 C_{25} : 10 nF
 C_{26} : 1 μ F chimique
 C_{27} : 10 nF
 C_{28} : 1 μ F chimique
 C_{29} : 10 nF
 C_{30} : 1 μ F chimique
 C_{31} : 0,33 μ F Tantale 35 V
 C_{32} : 22 nF/250 V
 C_{33} : 4,7 nF
 C_{34} : 22 nF/250 V
 C_{35} : 10 nF
 C_{36} : 39 pF

Pt de diodes, 1 A, 20 V
 Transfo 2 x 12 V, 6 VA.
 Coffret Retex.
 Embase din...

émetteur

Résistances

P_1 : 100 k Ω
 P_2 : 47 k Ω
 R_1 : 10 k Ω
 R_2 : 10 k Ω
 R_3 : 22 k Ω
 R_4 : 10 k Ω
 R_5 : 2,2 k Ω
 R_7 : 2,2 k Ω
 R_8 : 10 k Ω

Condensateurs

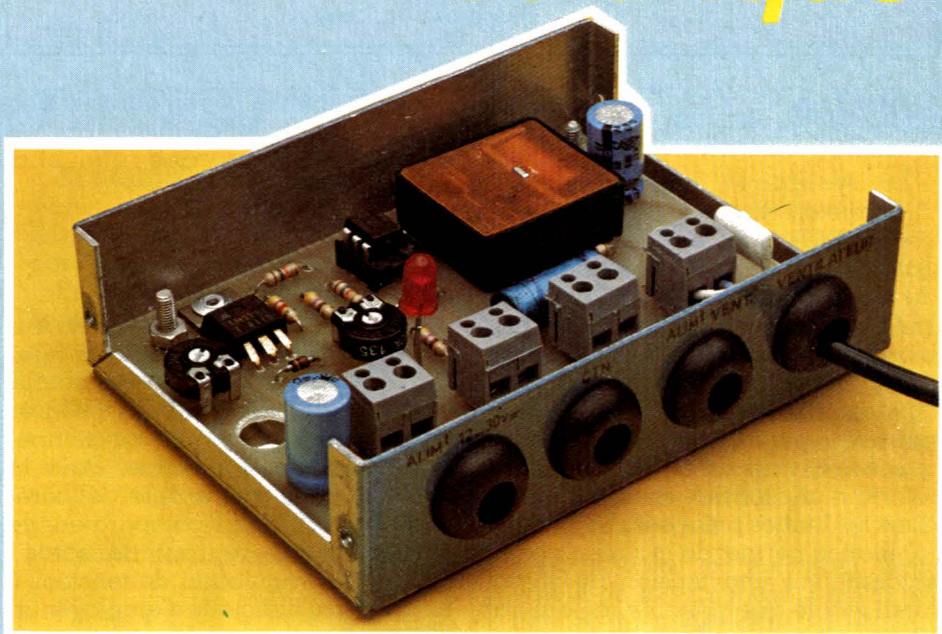
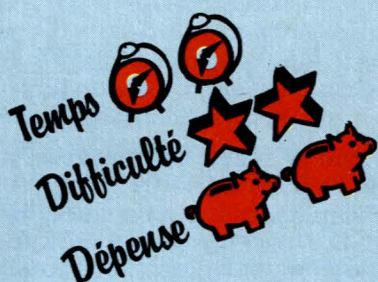
C_1 : 0,33 μ F Tant. 16 V
 C_2 : 0,33 μ F Tant. 16 V
 C_3 : 22 nF/250 V
 C_5 : 1 000 μ F/25 V
 C_6 : 4,7 μ F/25 V
 C_7 : 39 pF

Semi-conducteurs

D_1 : OA95
 D_2 : OA95
 T_1 : 2N 2905
 T_2 : 2N 2905
 IC_1 : CD4011
 IC_2 : CD4050
 Régul. : μ A 7812, pt diodes, coupelle ferrite (voir texte), coffret Retex, chip refroidisseur, etc.

Réalisation

Pour vos montages de grande puissance : Un Ventilateur thermostatique



Bon nombre de montages électroniques sont constitués de trois parties distinctes, à savoir : l'alimentation, la partie commande, enfin, l'étage de puissance. Entre autres cas, nous trouvons les amplificateurs audio-fréquence de sonorisation où la charge de sortie est constituée par les colonnes de haut-parleurs, ou bien encore la commande de moteurs continus ou alternatifs généralement réalisée à l'aide de thyristors ou de triacs. Notons de plus l'emploi de transistors de forte puissance constituant l'étage de sortie des émetteurs HF dont la charge se trouve être cette fois-ci l'antenne. Tous ces matériels ont par ailleurs leur énergie fournie par l'alimentation, qui, elle aussi, va devoir dissiper une puissance importante et dégager une chaleur certaine. Dans tous ces cas nous nous trouvons en présence d'une élévation de température importante qu'il conviendra de maintenir autant que faire se peut en deçà du seuil accepté par les semi-conducteurs de puissance.

La solution généralement retenue est presque toujours celle du refroidisseur ou radiateur dissipateur afin d'aider par échange thermique le trajet de la chaleur accumulée vers le milieu ambiant. Il arrive cependant que dans certains cas de forte puissance, le radiateur, même suffisamment dimensionné, ne suffise plus à l'évacuation correcte de la chaleur ou que ses dimensions deviennent alors prohibitives pour le montage. Il convient à ce moment de se pencher sur la ventilation forcée de cet élément, l'enclenchement-déclenchement devant s'effectuer à une température fixée à l'avance suivant les caractéristiques des éléments de puissance.

Présentation

Pour satisfaire aux exigences précédentes, nous avons mis au point un module thermostatique de ventilation pouvant refroidir dans d'excellentes conditions un ou plusieurs semi-conducteurs de puissance munis de leurs dissipateurs.

L'appareil est constitué d'un petit boîtier d'aluminium comportant sur le dessus le réglage de la température de consigne et une LED de signalisation d'enclenchement. Le ventilateur de refroidissement est monté sur le boîtier de notre marque, mais peut, naturellement,

être situé à distance. Sur le côté du coffret, quatre passe-fils caoutchouc sont respectivement dévolus au passage des fils extérieurs. Alimentation en continu du module, sonde de mesure de température, alimentation continue ou alternative ventilateur et sortie dito.

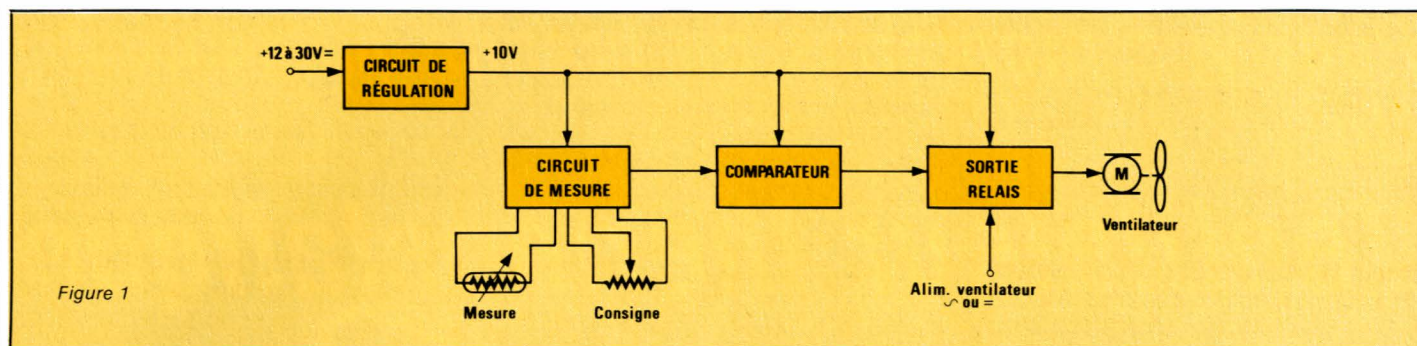


Figure 1

Principe

Le synoptique de principe du montage est donné à la **figure 1**. En premier lieu, un circuit de régulation autorise une plage d'alimentation du module relativement importante, la tension d'entrée pouvant s'échelonner entre 12 V et 30 V. Le choix déterminant de ce circuit a été principalement dicté par la possibilité de pouvoir « piquer » sur un quelconque des circuits de notre matériel à refroidir, une tension continue située dans les limites précitées. De plus la régulation permet de maintenir bien évidemment une tension de sortie aussi stable que possible, ce qui va garantir une excellente stabilité de notre rapport mesure/consigne, non perturbé par les écarts de tension d'alimentation amont qui ne manquent généralement pas de se produire dans les dispositifs à fort courant. Nous trouvons ensuite le circuit de mesure proprement dit. Une sonde de température effectue la mesure et un potentiomètre de consigne permet de fixer à l'avance la valeur souhaitée. L'écart des deux niveaux est ensuite appliqué à un comparateur de tension qui bascule dans un sens ou dans l'autre suivant que la mesure diffère de la consigne. Enfin, la sortie du comparateur commute un relais qui va enclencher ou déclencher le ventilateur de refroidissement. Le montage est

donc fort simple, ce qui garantit une bonne fiabilité ainsi qu'une optimisation maximum des éléments constitutifs.

Fonctionnement

Le schéma général du ventilateur thermostatique est donné à la **figure 2**. En dehors des éléments passifs et du relais, deux circuits intégrés régissent à eux seuls le fonctionnement total de l'ensemble. Pour la mesure, nous avons opté délibérément pour un circuit comparateur de tension à fort courant de sortie ; quant à la régulation de tension, il nous a paru judicieux d'employer un régulateur intégré ajustable permettant de régler facilement la tension continue préconisée pour le montage.

Sur le schéma de la **figure 3**, nous trouvons le principe de la mesure. Il s'agit en fait d'un montage « pont de wheatstone » dont nous allons rapidement rappeler les propriétés.

Soit quatre résistances montées deux à deux en pont et alimentées en deux points par une tension continue fixe, les deux autres points que nous avons baptisés X et Y permettant une mesure de tension.

Considérons comme référence 0 V le pôle négatif de l'alimentation. Appliquons la loi d'Ohm pour la première branche R_1/R_2 de ce montage :

$$U = R_1 i_1 + R_2 i_1 = i_1 (R_1 + R_2) \quad (1)$$

$$U_1 = R_2 i_1 \rightarrow i_1 = \frac{U_1}{R_2}$$

Vraie si aucun courant n'est prélevé au point X.

Remplaçons i_1 par sa valeur dans (1)

$$U = \frac{U_1}{R_2} (R_1 + R_2) \quad (2)$$

Faisons de même pour la seconde branche R_3/R_4 du montage :

$$U = R_4 i_2 + R_3 i_2 = i_2 (R_3 + R_4) \quad (3)$$

$$U_2 = R_3 i_2 \rightarrow i_2 = \frac{U_2}{R_3}$$

Remplaçons i_2 par sa valeur dans (3)

$$U = \frac{U_2}{R_3} (R_3 + R_4) \quad (4)$$

Faisons l'équivalence des deux identités (2) et (4).

$$U = \frac{U_2}{R_3} (R_3 + R_4) = \frac{U_1}{R_2} (R_1 + R_2)$$

La condition sine qua non d'équilibre de notre pont est naturellement $U_0 = 0$, ce qui nous permet d'écrire :

$$U_0 = 0 \rightarrow U_1 = U_2$$

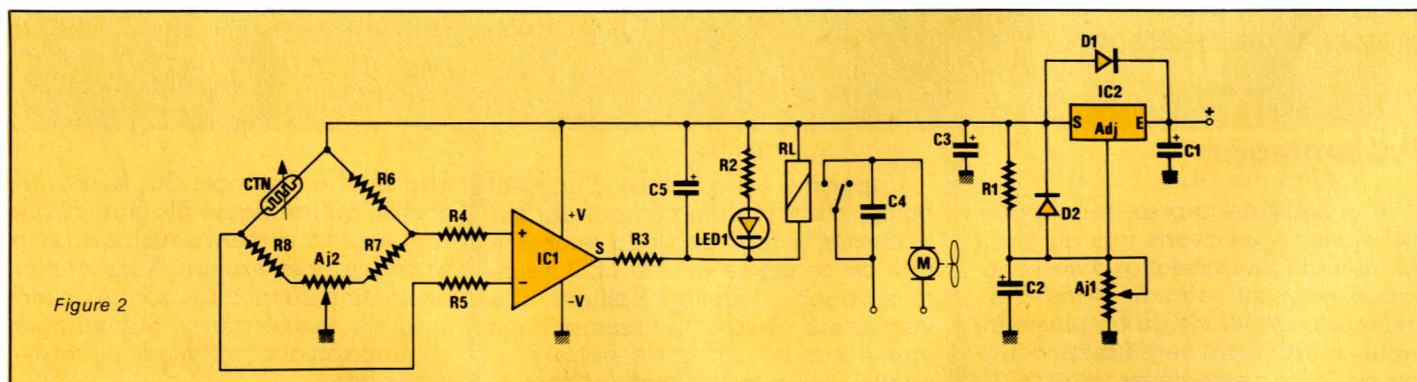


Figure 2

Dès lors :

$$\frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \rightarrow$$

$$R_2 (R_3 + R_4) = R_3 (R_1 + R_2)$$

Développons cette dernière identité et simplifions :

$$R_2 R_3 + R_2 R_4 = R_3 R_1 + R_3 R_2$$

$$\text{d'où } R_2 R_4 = R_3 R_1$$

Nous voyons donc que pour avoir $U_0 = 0$, c'est-à-dire une tension nulle entre nos deux points X et Y, il faut et il suffit que les produits en croix des résistances soient égaux.

Nous obtiendrons donc l'équilibre de notre pont pour $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$.

Après ce bref rappel sur les paramètres et le fonctionnement du pont de wheatstone, envisageons maintenant le cas qui nous intéresse plus spécialement, celui de la mesure de température. Pour ce faire, allons modifier quelque peu notre pont de wheatstone en utilisant une thermistance dans une des branches à la place de R_1 et en ajoutant un potentiomètre en série avec R_2 et R_3 , le point milieu de cette résistance ajustable étant relié au pôle négatif de l'alimentation (0 V). Le schéma ainsi obtenu est donné à la **figure 4**. Rappelons à nos lecteurs que les CTN sont des thermistances à coefficient de température négatif et sont composées à partir d'un corps semi-conducteur. Leur résistivité, donc leur résistance décroît en fonction de la température lorsque celle-ci augmente. Ces éléments sont principalement composés d'un oxyde fritté, poudre comprimée sous forte pression puis chauffée à une température légèrement inférieure à la température de fusion. La plupart des CTN employées ont un coefficient de température négatif compris entre -3.10^{-2} et -5.10^{-2} et ont généralement une loi de variation proche du linéaire dans une portion donnée mais s'en éloigne notablement aux extrémités.

La valeur nominale de la thermistance que l'on trouve dans les documentations constructeur est donnée à 25°C. Leur valeur à cette température peut s'échelonner très couramment de 10 Ω à 470 k Ω (série K164 de chez Siemens par exemple). Si nous admettons que dans un intervalle de température déterminé la résistance varie linéairement avec la température, nous pouvons utili-

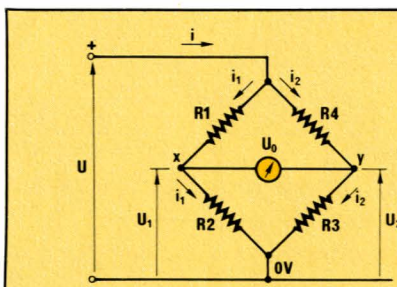


Figure 3

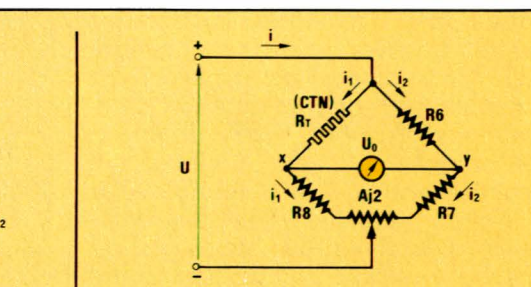


Figure 4

ser la thermistance comme élément de mesure dans notre pont de wheatstone de la **figure 4**.

R_T désigne alors la résistance variable avec la température, R_6 , R_8 , AJ_2 et R_7 les autres résistances du pont.

Si le pont est alimenté sous tension continue fixe et constante + U, nous savons pour l'avoir déterminée précédemment que la condition d'équilibre $U_0 = 0$ implique :

$$R_T(R_7 + kAJ_2) = R_6(R_8 + (1-k)AJ_2)$$

avec $k \leq 1$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$R_T = R_6$$

$$\text{et } R_7 + kAJ_2 = R_8 + (1-k)AJ_2$$

Cette équation représente en fait la condition de sensibilité maximale de notre pont et détermine de par là-même toutes les valeurs de résistances dès qu'est connue la résistance nominale de la thermistance.

Pour cette dernière, nous avons opté pour un modèle de 5 k Ω à vis que l'on trouve facilement chez différents constructeurs (RTC, Siemens...). Le modèle à vis a été retenu de façon à faciliter dans les meilleures conditions possibles la fixation et la mesure sur n'importe quel refroidisseur.

La condition d'équilibre ayant été établie précédemment, notons l'adjonction du petit potentiomètre de consigne AJ_2 qui permet d'ajuster aussi précisément que possible la valeur de la thermistance R_T pour laquelle on obtient l'équilibre du pont. Ce petit potentiomètre représente donc le point de consigne de

température qu'il sera permis de faire varier dans de fortes proportions. Puisque nous avons choisi une résistance de 5 k Ω pour la CTN, il nous est facile de déterminer la valeur des autres composants du pont.

$$R_T = R_6 = 5 \text{ k}\Omega \quad R_7 = R_8 = 5 \text{ k}\Omega$$

Nous choisirons comme valeurs normalisées des résistances de 4,7 k Ω ou 5,1 k Ω . Considérons maintenant qu'à l'équilibre, le potentiomètre AJ_2 est en position médiane. Il faut donc que les deux ensembles $R_7 + AJ_2/2$ et $R_8 + AJ_2/2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ou 5,1 k Ω .

Nous choisirons donc pour AJ_2 une valeur double pour satisfaire la relation, ce qui nous donne $AJ_2 = 10 \text{ k}\Omega$, valeur normalisée pour les petits potentiomètres ajustables PIHER à souder directement sur circuit imprimé. Quant aux résistances R_7 et R_8 servant de résistance butée, on choisira une valeur correspondant au 1/10 d' AJ_2 , soit en valeur normalisée 470 Ω ou 510 Ω .

Notre pont de mesure se trouve ainsi complètement déterminé. Il suffit d'en stabiliser la tension d'alimentation + U que l'on prendra égale à 10 V pour obtenir une bonne régulation, la tension d'entrée pouvant s'échelonner de 12 V à 30 V.

Analysons maintenant le comparateur de tension mesure/consigne.

Le schéma est celui de la **figure 5**. Comme nous l'avons vu précédemment lorsque le pont est à l'équilibre, c'est-à-dire lorsque la valeur de consigne égale la mesure, la tension mesurée entre les points X et Y est nulle.

De même est donc nulle la tension

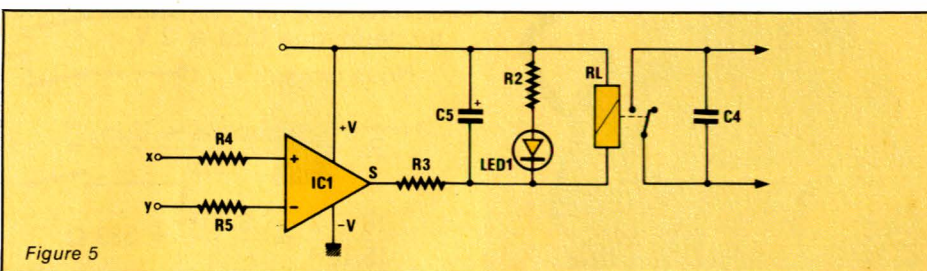


Figure 5

Réalisation

aux bornes des entrées inverseuses et non-inverseuses du circuit intégré IC1. Cette mesure est confiée à un amplificateur opérationnel à collecteur ouvert dont le schéma interne et le branchement sont données respectivement en **figure 8** et **figure 11**. Ce circuit de petites dimensions possède 6 broches de connexion et permet un fort courant de sortie (70 mA maximum). Cette sortie à collecteur ouvert autorise l'emploi direct d'un élément de commutation comme un relais. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques principales de ce circuit :

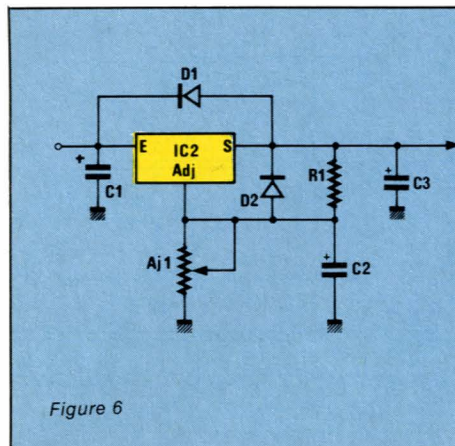


Figure 6

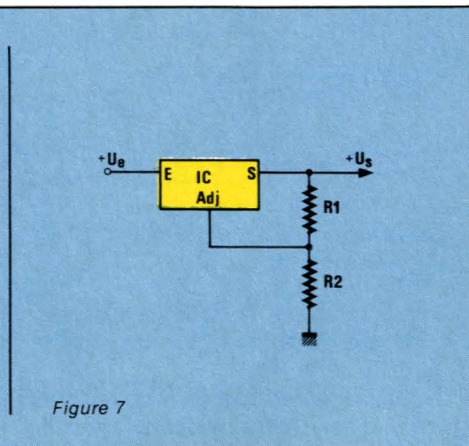


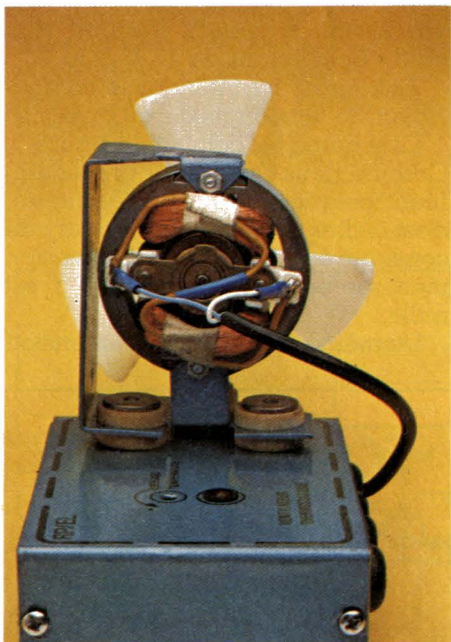
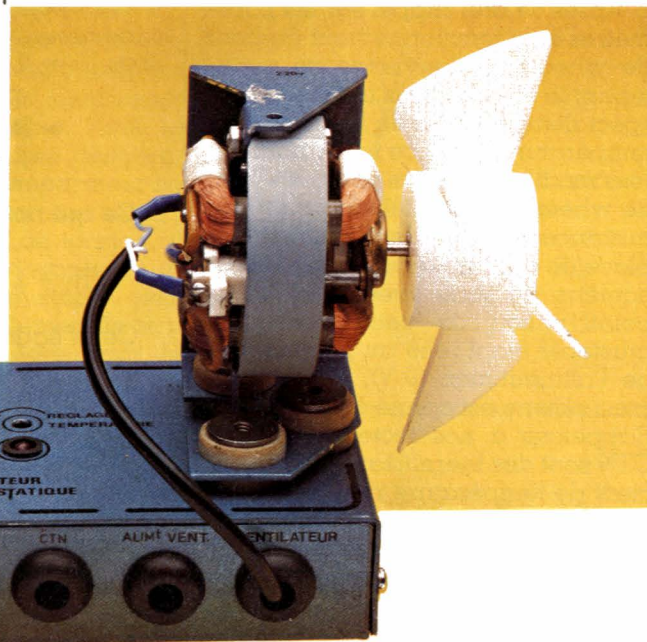
Figure 7

Référence	Boîtier	Tension d'alimentation (V)	Température de fonctionnement (°C)	Courant de sortie max. (A)	Tension offset (mV);
TAA761A	DIP 6	± 1,5 à ± 18	0 à 70°C	0,07	± 6

Lorsque la tension d'entrée entre les bornes inverseuses et non inverseuses est nulle, la sortie est à 1. Il suffit donc que cette tension nulle subisse un écart infime pour que le comparateur bascule et fasse passer sa sortie à 0, collant de ce fait le relais qui se trouve relié entre sortie et + alimentation.

Comme nos lecteurs l'ont bien compris, le basculement interviendra, soit lors du changement du point de consigne, soit, si ce dernier est fixe, lors du changement de température mesuré par la thermistance. La résistance R3 limite l'intensité de sortie du circuit intégré en fonction de la résistance de bobine relais, quant à l'ensemble R3-R5 il provoque une légère hystérésis évitant les enclenchements/déclenchements continus du relais de

Dans notre réalisation, le ventilateur a été fixé sur le boîtier de commande abritant l'électronique, mais chacun pourra fixer celui-ci à l'endroit le plus approprié pour ventiler le bloc de puissance considéré et éloigner le boîtier. L'emploi de silent blocs évite les désagréments dus aux vibrations.



sortie autour du point de consigne.

La LED1 associée à sa résistance de limitation de courant R2 permet la visualisation des enclenchements-déclenchements et, en l'absence de ventilateur, autorise le réglage du module thermostatique de l'extérieur.

Pour un éclairage satisfaisant de la LED, prenons un courant de 15 mA. Négligeons le $V_{CE\text{ sat}}$ du dernier transistor du TAA761A et considérons d'après les données constructeurs que $U_{LED} \approx 2\text{ V}$.

Nous avons :

$$R_2 = \frac{U_{\text{Alimentation}} - U_{LED}}{I_{LED}} =$$

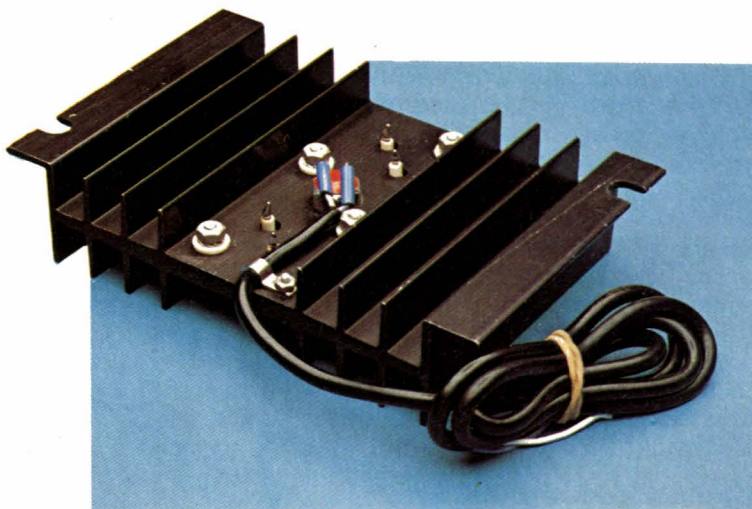
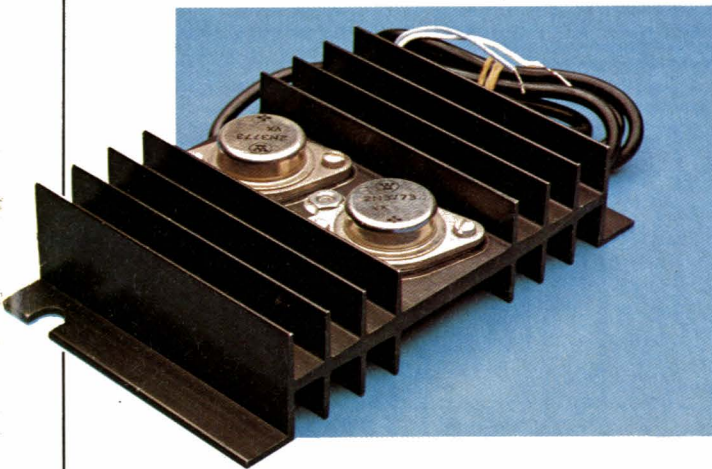
$$\frac{10 - 2}{15 \cdot 10^{-3}} = \frac{8 \cdot 10^3}{15} = 533 \Omega$$

Nous prendrons une valeur normalisée de 560Ω 1/4 W.

Pour en terminer avec ce schéma, signalons à nos lecteurs que l'enclenchement-déclenchement se faisant par des contacts, il est tout à fait possible d'employer soit un ventilateur continu basse tension, soit au contraire une alimentation secteur. On n'oubliera pas de câbler la petite capacité C4 de $0,01 \mu\text{F}$ servant à amortir les étincelles de rupture aux bornes des contacts relais donc à garantir une longévité accrue de celui-ci.

Le schéma du circuit de régulation est donné à la **figure 6**. En **figure 7**, nous trouvons le schéma de principe simplifié de ce montage.

Considérons ce dernier schéma. Nous voyons d'emblée qu'il y a peu de composants. En fait trois peuvent



La thermistance est vissée sur le dissipateur du bloc de puissance entre deux transistors par exemple.

suffire. Le montage est essentiellement composé d'un circuit intégré 3 broches de type LM317T ou TDB0117 dont le branchement est donné à la **figure 10**. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques d'un tel circuit.

- Boîtier plastique de puissance : type TO220
- Tension maximale d'entrée non régulée : 40 V
- Tension de sortie variable régulée : de 1,2 V à 37 V
- Régulateur de tension positif, courant maximum : 1,5 A.

L'emploi d'un tel circuit régulateur présente de nombreux avantages : facilité d'emploi (peu de composants externes), possibilité de courant de sortie pouvant atteindre 1,5 A, limi-

tation de courant et protection contre les surcharges thermiques.

Si nous reprenons le schéma de la **figure 7**, il circule entre les résistances R_1 , R_2 connectées entre la sortie, l'entrée d'ajustage et le 0 V un courant constant qui crée la tension de référence. Celle-ci pour le régulateur en question est égale à 1,2 V. Eu égard à cette valeur et aux deux résistances R_1 - R_2 , la tension de sortie se détermine de façon fort simple ; on a la relation :

$$U_s = 1,2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Or, nous avons vu que notre module pouvait fonctionner de 12 V à 30 V et que nous avions choisi en sortie une tension régulée de 10 V.

D'autre part, la valeur typique de la résistance R_1 , préconisée par le constructeur pour ce genre de circuit est de 240 Ω , par suite, et en appliquant la relation donnée, nous en déduisons facilement la valeur que doit avoir R_2 pour obtenir nos 10 V en sortie régulateur.

$$U_s = 1,2 + \frac{1,2 R_2}{R_1} \rightarrow$$

$$R_1 U_s = 1,2 R_1 + 1,2 R_2$$

$$R_1 (U_s - 1,2) = 1,2 R_2$$

$$\text{d'où } R_2 = \frac{240 (10 - 1,2)}{1,2} =$$

$$R_2 = R_1 \frac{(U_s - 1,2)}{1,2}$$

avec $R_1 = 240 \Omega$

$U_s = 10 \text{ V}$

$$\frac{240 \times 8,8}{1,2} = 1,76 \text{ k}\Omega \approx 1,8 \text{ k}\Omega$$

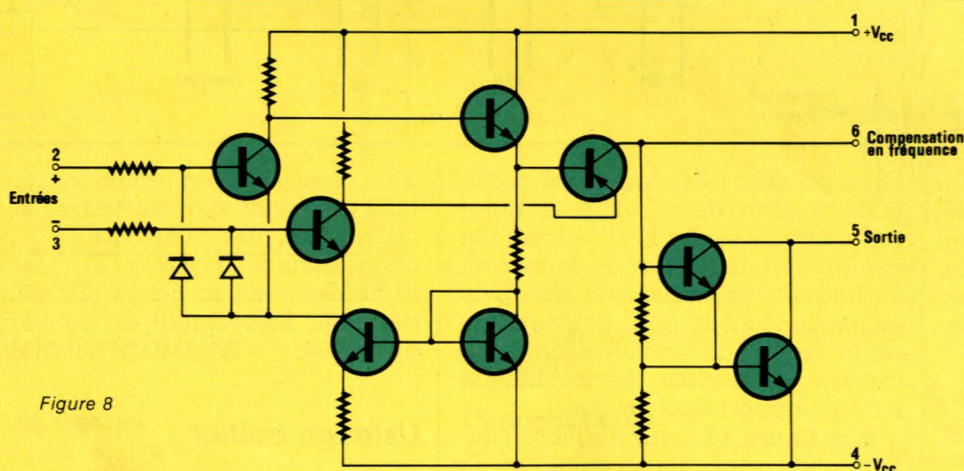


Figure 8

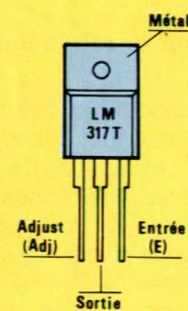


Figure 10

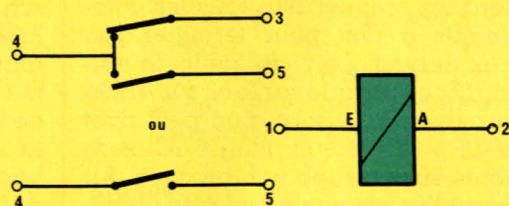
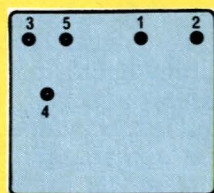
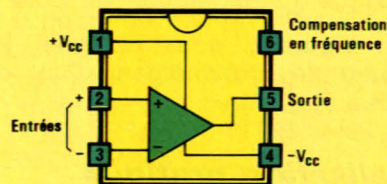


Figure 9



Cette valeur se trouve être la valeur intrinsèque de la résistance R_2 , pour obtenir exactement $U_s = 10$ V. Comme nous désirons pouvoir ajuster aussi précisément que possible cette tension et vu les tolérances et dispersions des éléments, considérons cette valeur de $1,8 \text{ k}\Omega$ comme le point milieu d'une résistance ajustable que nous voyons maintenant apparaître en AJ_1 sur le schéma de la figure 6. Cette résistance variable doit donc avoir une valeur double de R_2 soit $3,6 \text{ k}\Omega$.

Comme cette valeur n'est pas normalisée pour les petits potentiomètres ajustables à implantation directe sur circuit imprimé, nous choisirons la valeur la plus proche, soit $4,7 \text{ k}\Omega$. Avec cette valeur, nous obtiendrons un réglage en souplesse de la tension de sortie U_s .

Les autres éléments de ce montage régulateur appellent peu de commentaires particuliers. C_1 sert uniquement de filtrage au cas où la tension d'entrée serait prise en un endroit redressé mal filtré. Le petit condensateur au tantale C_2 minimise bruit et accrochage en sortie du régulateur intégré lorsque celui-ci est peu chargé. Quant à C_3 , il élimine la composante de bruit qui risquerait de perturber le fonctionnement de la mesure. D_1 et D_2 montées en inverse servent uniquement à la protection du circuit intégré lors de tensions inverses.

Précisions sur le relais employé

Il s'agit d'un modèle relais carte E préconisé dans les fiches composants de la revue. On le trouvera sous différentes références chez les fabricants cités. En fait, pour notre maquette, nous avons opté pour le modèle Siemens 12 V 1 RT à monter horizontalement sur le circuit imprimé.

Nous avons choisi l'implantation horizontale parce que la faible épaisseur de notre boîtier ne permettait pas le montage du relais identique à implantation verticale.

En figure 9, nous donnons le schéma de branchement d'un tel relais.

Réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé, vue côté cuivre, est donné à la figure 12.

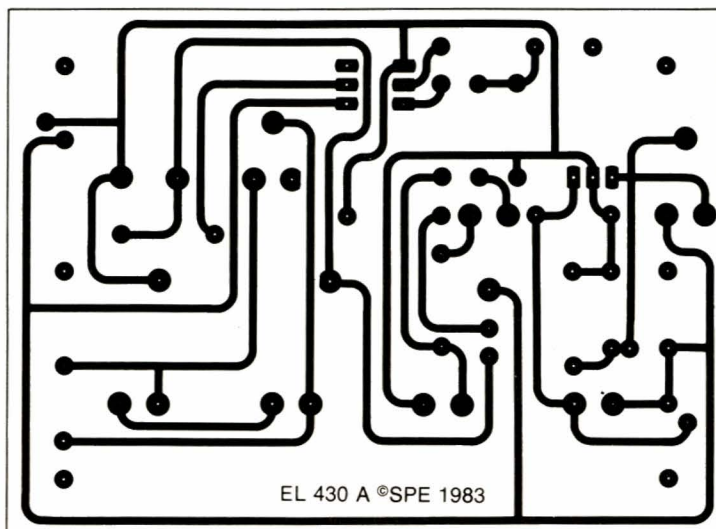


Figure 12

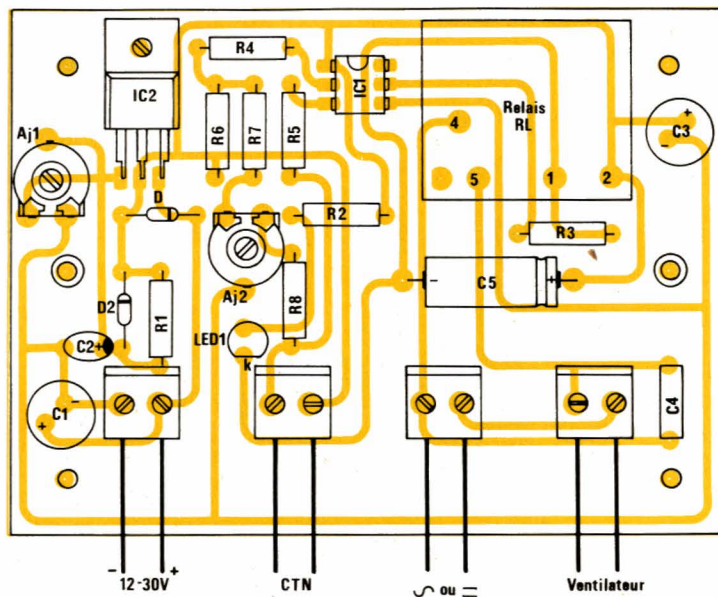


Figure 13

On procédera de la façon habituelle pour ce genre de circuit. Il sera réalisé en verre époxy simple face. On n'oubliera pas les 4 trous de fixation à chaque coin, ainsi que les 2 perçages de $\varnothing 6,5$ mm pour pouvoir passer la lame d'un tournevis lors de la fixation du module thermostatique sur un support quelconque.

A la figure 13, nous trouvons l'implantation des composants et le schéma de raccordement. On câblera en premier lieu tous les composants à plat pour terminer par ceux debout. Le régulateur de tension IC_2 est plaqué sur le circuit et fixé au moyen de vis ou d'un petit rivet « POP ». Le circuit intégré IC_1 sera monté sur un support 6 broches. Au cas où l'on aurait du mal à se procurer celui-ci, il suffit de prendre un support 8 broches et de replier

2 broches. Enfin on terminera par la LED en ayant soin de laisser suffisamment de longueur aux connexions pour que la LED, lors de la finition, voit sa partie lumineuse dépasser légèrement du couvercle du boîtier.

Usinage boîtier

On trouvera en figure 14 le schéma de perçage du boîtier. Celui-ci est un modèle courant en aluminium. On commencera par le perçage du dessus du boîtier, ces deux trous servant respectivement à la signalisation et au réglage. Suivant le cas envisagé, on fixera ou non le ventilateur de refroidissement sur le dessus du coffret. Si cette solution est retenue, cas de notre ma-

quette, ne pas oublier d'isoler mécaniquement le ventilateur par des petits silent-blocs en caoutchouc. Le devant du coffret est percé de quatre trous de Ø 10 pour les passe-fils caoutchouc qui seront montés après que le circuit imprimé ait été mis en place. Quant au dessous du boîtier, il sera usiné conformément à la figure 14.

Essais, réglages

Le circuit imprimé terminé sera tout d'abord essayé sans être monté dans le boîtier. Pour cela on procédera comme suit. Faire le raccordement des éléments extérieurs en suivant le schéma de câblage de la figure 13. Alimenter le module avec une tension continue comprise entre 12 V et 30 V. Connecter un voltmètre en sortie du circuit intégré IC₂ et

tourner doucement le potentiomètre AJ₁ pour obtenir exactement U_s = 10 V. On branchera ensuite la CTN sur le bornier correspondant et l'on agira sur AJ₂ de part et d'autre. Le relais doit coller et décoller au seuil déterminé par la thermistance (température ambiante). La LED doit s'allumer et s'éteindre dans les mêmes conditions. L'essai de commutation est terminé, il ne reste plus qu'à monter le circuit imprimé dans le boîtier et faire le réglage de température. On agira conformément au schéma de la figure 15. Après avoir effectué tous les raccordements, le potentiomètre de consigne AJ₂ sera positionné au milieu de sa course. La thermistance sera glissée dans une petite éprouvette en verre pyrex, qui elle-même baignera dans un récipient contenant de l'eau. De temps en temps, agiter l'eau autour de l'éprouvette et du thermomètre. Lorsque la température de consigne fixée sera lue sur le thermomètre, il suffit de tourner doucement AJ₂

jusqu'à atteindre le seuil de commutation du relais, le ventilateur doit tourner et la LED rouge s'allumer. Le réglage de consigne est terminé et si l'on souhaite qu'il soit définitif, on bloquera l'axe de l'ajustable par un point de colle ou de vernis.

Conclusion

Par ce montage simple, nous espérons avoir satisfait bon nombre de nos lecteurs pour qui le trépas prématuré de leurs semi-conducteurs de puissance devenait une hantise. A ceux-là nous ne saurions trop conseiller de relire l'excellent article paru sous la plume de René RATEAU dans Radio-Plans n° 417 d'août 1982 sur le bon choix d'un radiateur et les différentes techniques du refroidissement. Qu'ils ne doutent cependant pas que pour les cas extrêmes un radiateur bien choisi associé à ce ventilateur thermostatique leur donnera complète satisfaction.

CYRILLA

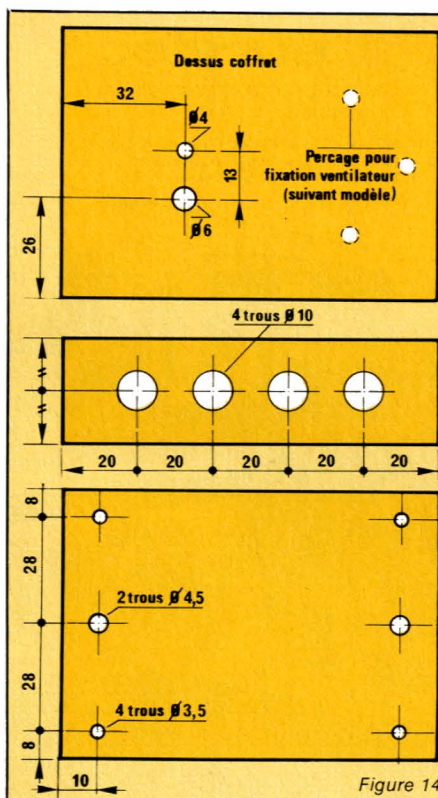


Figure 14

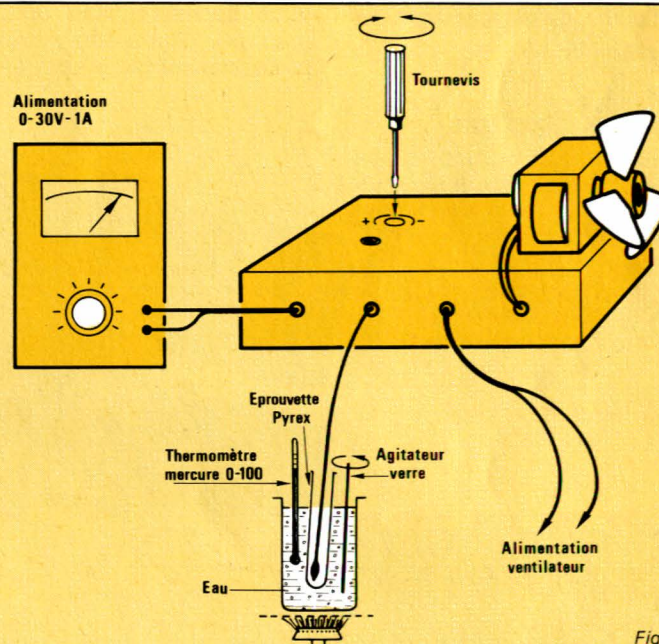


Figure 15

Nomenclature

Résistances

- R₁ : 240 Ω 1/4 W
- R₂ : 560 Ω 1/4 W
- R₃ : 12 Ω 1/4 W
- R₄ : 18 kΩ 1/4 W
- R₅ : 18 kΩ 1/4 W
- R₆ : 4,7 kΩ ou 5,1 kΩ
- R₇ : 470 Ω ou 510 Ω
- R₈ : 470 Ω ou 510 Ω
- R_T : thermistance 5 kΩ à vis

Résistances ajustables

- AJ₁ : Piher horizontale 4,7 kΩ

- AJ₂ : Piher verticale 10 kΩ ou ISKRA verticale
- LED₁ : Ø 5 mm rouge

Condensateurs

- C₁ : 100 µF/25 V, électrochimique vertical
- C₂ : 4,7 µF/35 V, tantale goutte
- C₃ : 100 µF/25 V, électrochimique vertical
- C₄ : 100 µF/400 V, polyester
- C₅ : 100 µF/35 V, électrochimique horizontal

Diodes

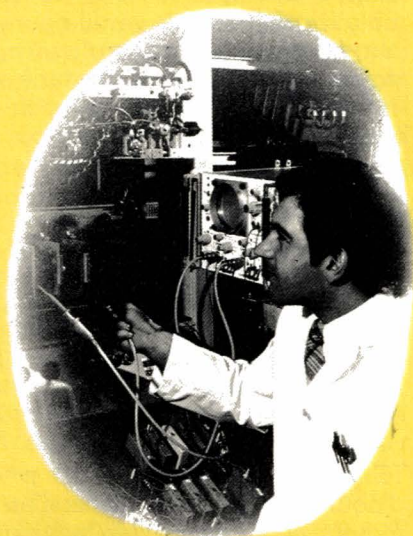
- D₁ : BAX13 ou 1N914
- D₂ : BAX13 ou 1N914

Circuits intégrés

- IC₁ : TAA761A
- IC₂ : LM317T ou TDB0117

Divers

- 1 support de circuit intégré 6 ou 8 broches
- 1 clips pour LED Ø 5 mm
- 4 passe-fils caoutchouc Ø 10 mm
- 1 relais carte E 12 V/1RT référence SIEMENS V23027 A0002 A101
- 1 boîtier TEK0 3A
- 1 petit ventilateur BT ou secteur
- Visserie, entretoise...



Chez vous et à votre rythme

UNE SOLIDE FORMATION EN ELECTRONIQUE

Un abondant matériel de travaux pratiques

Les cours Eurelec n'apportent pas seulement des connaissances théoriques. Ils donnent aussi les moyens de devenir soi-même un praticien. Grâce au matériel fourni avec chaque groupe de cours, vous passerez progressivement des toutes premières expérimentations à la réalisation de matériel électronique tel que :

voltmètre, oscilloscope, générateur HF, ampli-tuner stéréo, téléviseurs, etc...

Vous disposerez ainsi, en fin de programme, d'un véritable laboratoire professionnel, réalisé par vous-même.

Une solide formation d'électronicien

Tel est en effet le niveau que vous aurez atteint en arrivant en fin de cours. Pour vous perfectionner encore, un **stage gratuit** d'une semaine vous est offert par Eurelec dans ses laboratoires. 2000 entreprises ont déjà confié la formation de leur personnel à Eurelec : une preuve supplémentaire de la qualité de ses cours.

 **eurelec**
institut privé d'enseignement à distance

21100 DIJON-FRANCE : Rue Fernand-Holweck - (80) 66.51.34
75012 PARIS : 57-61, bd de Picpus - (1) 347.19.82
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie
(91) 54.38.07

Eurelec, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe.

Présentées de façon concrète, vivante et fondée sur la pratique, ses cours vous permettent d'acquérir progressivement sans bouger de chez vous et au rythme que vous avez choisi, une solide formation de technicien électronique.

Des cours conçus par des ingénieurs

L'ensemble du programme a été conçu et rédigé par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés.

Un professeur vous suit, vous conseille, vous épaulé, du début à la fin de votre cours. Vous pouvez bénéficier de son aide sur simple appel téléphonique.



Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comprenant un ensemble de leçons théoriques et pratiques et le matériel correspondant. Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

DATE ET SIGNATURE :
(Pour les enfants, signature des parents).



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON.

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Adresse : _____

Ville _____ Code postal _____

désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS
- ☐ ELECTROTECHNIQUE
- ☐ ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE
- ☐ INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS

● Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.

● Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien. Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

09146

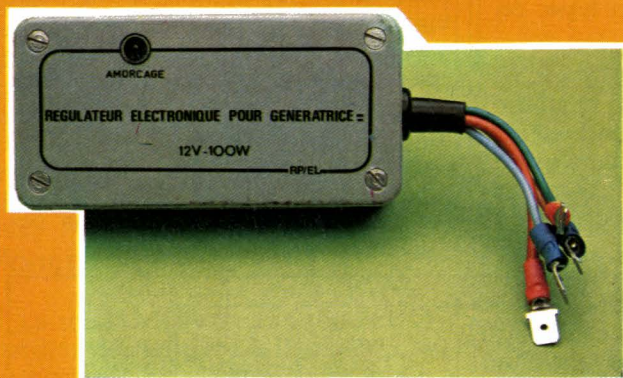
Régulateur électronique pour génératrice continue

Temps ⌚
Difficulté ★
Dépense 💰

Quel lecteur ne possède pas dans son atelier ou ne peut se procurer à moindre frais une petite dynamo de voiture ou de moto ? bien que décrié face aux alternateurs modernes, ce matériel fit les beaux jours de rendre bien des services

Citons pour exemple

l'adjonction de petits ensembles dynamo-batterie sur voitures et motos anciennes ou de collection, les voiturettes fort à la mode, les petits moteurs de bateaux démunis d'alternateurs de charge, et toutes utilisations où un tel ensemble, de par ses caractéristiques encombrement-prix, s'impose.



Or, si les petites dynamos de charge se trouvent aisément et se remettent facilement en état (nettoyage du collecteur et des charbons), il n'en est généralement pas de même du régulateur de charge. Cet appareil électro-mécanique est souvent introuvable en bon état, les contacts étant le plus souvent usés et oxydés, et il n'est malheureusement pas question de le remplacer par un régulateur de tension pour alterna-

teur, la régulation dynamo-batterie n'ayant pas les mêmes critères que celle d'un ensemble alternateur-batterie. Il nous paraît donc intéressant et avantageux de faire profiter nos lecteurs d'un régulateur pour dynamo entièrement électronique, pouvant s'adapter facilement dans bien des circonstances.

Réalisé dans un coffret en ABS de faibles dimensions qui comprend

toute l'électronique, la signalisation d'amorçage et les protections, ce petit montage pourra se loger facilement. Quatre fils repérés sortent par un passe-fil caoutchouc et sont raccordés d'une part à la génératrice de charge, d'autre part à la batterie.

Deux vis de fixation peuvent être raccordées, soit au pôle négatif, soit au pôle positif selon qu'on désire le positif ou le négatif à la masse.

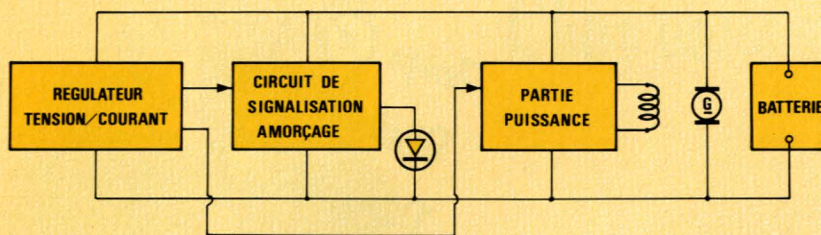


Figure 1

Principe

Le synoptique de principe est donné à la figure 1. Un circuit de mesure de tension transforme cette donnée en un courant plus ou moins important. Ce courant attaque un amplificateur de puissance dont la sortie est reliée directement au bobinage d'excitation (inducteur) de la dynamo. Notons encore un circuit de signalisation d'amorçage et de charge.

Quelques rappels sur les génératrices continues

Appelée dynamo, cette machine comprend trois organes principaux : l'inducteur, l'induit, le collecteur. L'inducteur est formé d'un électroaimant à deux pôles ou à plusieurs paires de pôles. Ce bobinage ou les pièces polaires sont complètement entourées par une carcasse de fonte ou d'acier de manière à réduire au minimum les pertes magnétiques. L'induit, quant à lui, est formé d'un bobinage sur un noyau de feuilles de fer doux isolées les unes des autres par des feuilles isolantes en vue de réduire au minimum les pertes dues aux courants de Foucault. On dit que l'induit est feuilleté. Le bobinage est

soigneusement isolé du noyau. L'induit, monté sur un arbre, tourne entre les pôles de l'inducteur en ménageant un entrefer le plus faible possible. Enfin, le collecteur est formé de lames de cuivre isolées de l'arbre, solidaire de l'induit, et isolées les unes des autres par des feuilles de mica. Deux frotteurs en charbon (balais) sont appliqués sur le collecteur en des points diamétralement opposés. Le contact des balais sur le collecteur est assuré par des ressorts, chaque balai avec son ressort est monté dans un porte-balai d'où part le fil d'utilisation.

Cette rapide description rappelée, venons-en maintenant au classement des dynamos.

D'après le mode d'alimentation de l'inducteur (mode d'excitation), on distingue les dynamos à excitation séparée et les dynamos auto-excitatrices. Dans le premier type, le courant qui circule dans l'inducteur provient d'une source étrangère à la machine ; pour le second type, on distingue trois cas :

• Dynamo série.

Le courant produit par la machine circule tout entier dans l'inducteur. Il n'y a donc pas besoin d'un grand nombre de spires pour obtenir la force magnétomotrice nécessaire ;

par contre, ces spires doivent être en gros fils pour éviter des pertes et un échauffement exagérés.

• Dynamo Shunt.

Dans cette dynamo, c'est une dérivation du courant principal qui circule dans l'inducteur et produit l'excitation. Comme il ne passe dans l'inducteur qu'une faible partie du courant, il faut un grand nombre de spires pour obtenir la force magnétomotrice nécessaire. Par contre, le fil pourra être fin.

• Dynamo compound ou à excitation composée.

Dans ce dernier cas, on fait passer dans l'inducteur, à la fois le courant principal et une dérivation, en calculant le nombre de spires de chacun des enroulements de manière à obtenir une force magnétomotrice convenable.

Dans toutes les dynamos auto-excitatrices, l'amorçage de la machine, c'est-à-dire la production du courant au début de la rotation, est dû au magnétisme rémanent de l'inducteur. Lorsqu'une dynamo n'a pas fonctionné depuis longtemps, il arrive qu'on soit obligé de l'amorcer la première fois par une excitation séparée.

Nous retiendrons de ces explications que la machine qui nous intéresse plus spécialement pour la recharge et l'entretien des batteries est la dynamo shunt, pour plusieurs raisons que nous allons énoncer.

Tout d'abord, l'amorçage est impossible en court-circuit. En effet, tout le courant produit grâce au magnétisme rémanent de l'inducteur, passe dans la résistance extérieure très faible et un courant pratiquement nul passe dans l'enroulement inducteur, beaucoup plus résistant, puisque formé d'un fil long et fin (voir précédemment) ; ensuite nous sa-

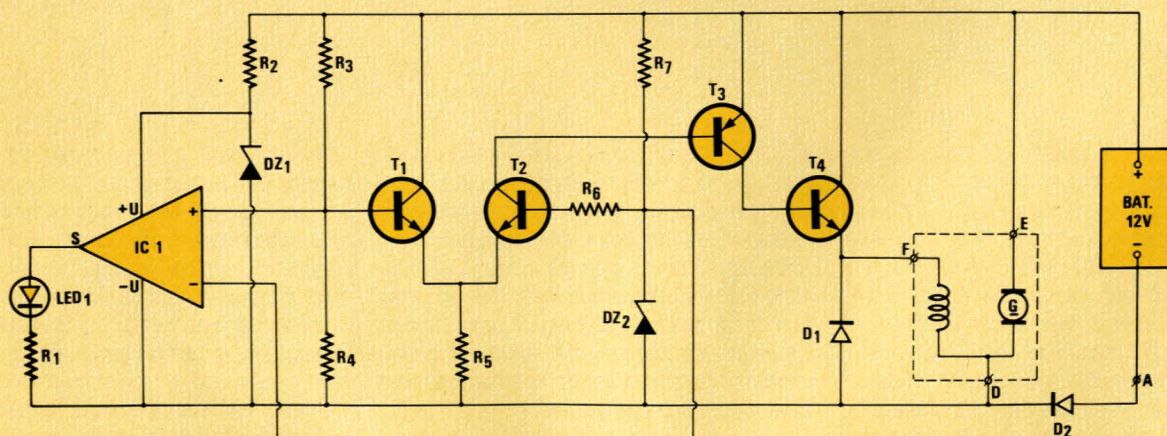


Figure 2

vons que dans le cas de dérivation, les intensités sont inversement proportionnelles aux résistances.

Par ailleurs l'amorçage s'effectue en circuit ouvert, aucun courant ne peut passer dans le circuit extérieur et tout le courant produit grâce au magnétisme rémanent de l'inducteur passe dans l'enroulement de cet inducteur. Enfin l'amorçage ne peut être obtenu que pour un seul sens de rotation, celui pour lequel le courant induit renforce le magnétisme rémanent de l'inducteur.

Cette machine convient donc bien pour la charge des accumulateurs. En effet, si la batterie vient à se décharger accidentellement dans la dynamo, le courant continue à passer dans le même sens dans l'inducteur dont la polarité n'est pas changée. On peut donc remettre la génératrice en marche sans risquer de changer la polarité de la batterie.

Régulation de la dynamo shunt

La tension aux bornes d'une dynamo shunt diminue lorsque l'intensité du courant débité augmente. On règle la différence de potentiel aux bornes en agissant sur un rhéostat monté en série avec l'inducteur et appelé rhéostat d'excitation. Grâce à cette manœuvre, la machine peut donc alimenter, c'est-à-dire charger notre batterie sous une différence de potentiel constante. Comme il n'est pas question de jouer manuellement sur le rhéostat d'excitation, notre régulateur électronique a pour but de pallier automatiquement cette manœuvre d'autant plus que le régime du moteur d'entraînement (bateau, voiture, éolienne, etc.) peut varier dans des proportions fort importantes.

Fonctionnement

Le schéma général du régulateur est donné à la figure 2. Il se compose principalement de trois parties distinctes, à savoir :

- La mesure de tension effectuée grâce à un amplificateur opérationnel tension/courant à deux transistors.
- La visualisation de l'amorçage réalisée par un comparateur de tension à circuit intégré.
- Le circuit de puissance. C'est un montage « muscleur » qui, faisant varier l'excitation de l'inducteur en fonction du nombre de tours moteur, permet de garder constant la tension aux bornes de

la batterie de façon à ne pas sous-charger ou surcharger celle-ci.

- Enfin, les protections indispensables inhérentes à ce genre de montage sont confiées aux diodes D_1 et D_2 .

Voyons maintenant plus en détail le fonctionnement propre à chaque sous-ensemble.

A la figure 3, nous trouvons la représentation de l'amplificateur différentiel à transistors. La résistance R_5 est commune, elle se trouve traversée par le courant collecteur des deux transistors T_1 et T_2 . La tension sur les deux émetteurs est donc identique. En ce qui concerne les polarisations de base, nous avons fixé le potentiel de base du transistor T_2 par une diode de référence DZ_2 , sa résistance d'alimentation étant R_7 .

$E_1 + \varepsilon$ cette tension qui se trouve comparée à E_2 fixe. L'amplificateur différentiel, comme son nom l'indique, va amplifier la différence de tension existant entre ces deux tensions, il va donc en résulter une variation plus ou moins importante du courant I en sortie collecteur de T_2 .

Nous voyons donc que par une mesure comparative de tension, nous allons obtenir une régulation du courant de sortie, ce courant étant appliqué à l'entrée d'un montage amplificateur à grand gain que nous étudions ci-dessous.

Le schéma de principe d'un tel amplificateur est donné à la figure 4. Il s'agit d'un amplificateur à deux transistors complémentaires montés en muscleur (Darlington Compound). Cette configuration a

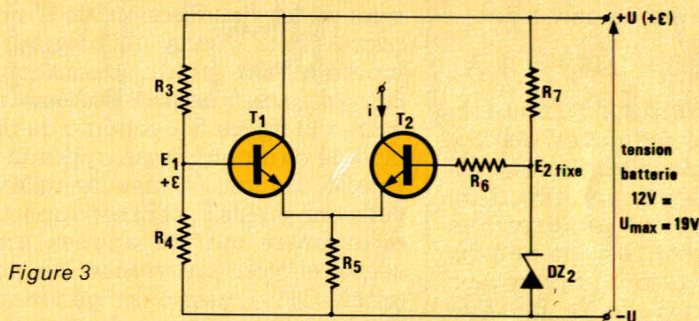


Figure 3

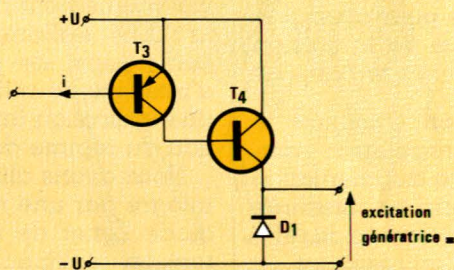


Figure 4

La résistance R_6 sert à limiter le courant de base de T_2 . Nous en déduisons que la tension de polarisation de base de T_2 reste fixe et stable quelle que soit la variation de tension $+U$ constituant d'une part l'alimentation du montage, d'autre part la mesure batterie. Quant au potentiel de base de T_1 , il est déterminé par le pont de résistances R_3 - R_4 alimenté par cette même tension $+U$ vue précédemment.

Il est donc facile de comprendre qu'à fort régime moteur, la tension aux bornes de la batterie va tendre à s'élever, $+U$ va augmenter et par conséquent la tension de polarisation de T_1 dans le rapport du pont de résistances R_3 , R_4 bien entendu. Soit

été choisie de façon à ce que la commande du transistor d'attaque T_3 s'effectue en « extraction de courant ». En effet, comme nous venons de le voir, la mesure comparative de tension crée une régulation en courant ; avec notre montage compound, nous avons une « aspiration » du courant de base de T_3 par l'intermédiaire de T_2 , et il suffit d'une très faible variation de I pour pouvoir commander un courant important par T_4 . Sans en refaire la démonstration, nous précisons simplement à nos lecteurs qui l'auraient oublié que le gain global en courant d'un tel montage est approximativement égal au produit des gains des deux transistors constitutifs.

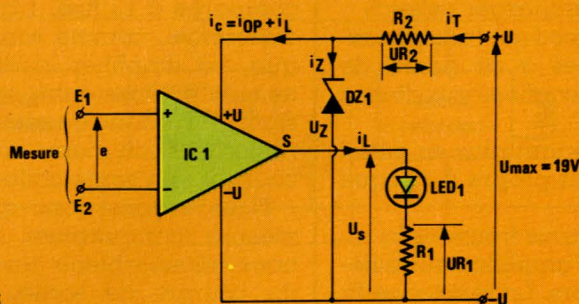


Figure 5

A titre d'exemple, prenons pour l'intensité de commande I une valeur de 2 mA et pour les transistors T_3 et T_4 des gains respectifs de 100 et 50. Il s'ensuit que le gain total du montage est de 5 000 et que d'après la relation $\beta_T = I_c/I_b$, notre petit courant de commande de 2 mA pourra commander un courant en sortie de :

$$I_c = \beta I_b = 5\,000 \times 2 \cdot 10^{-3} = 10 \text{ A}$$

En sortie du transistor T_4 , nous obtenons donc une régulation de courant de forte valeur qui va être directement appliquée au circuit inducteur de notre génératrice. Comme cet élément est, on ne peut moins, selfique, notons la protection de T_4 grâce à la diode D_1 . Il suffira donc que le courant d'excitation appliqué à l'inducteur varie dans un sens ou dans l'autre pour avoir une variation consécutive de la tension d'induit donc de la charge batterie.

Nous pouvons donc résumer le fonctionnement du régulateur complet comme ceci : toute augmentation de la tension batterie est mesurée puis comparée à une tension de référence, la différence en résultant est transformée en un courant variable appliqué à la partie puissance, cel-

le-ci attaque directement l'excitation de la génératrice ce qui va tendre à augmenter ou diminuer sa tension d'induit, donc de ramener la tension de charge batterie à une valeur normale.

Le fonctionnement du régulateur étant bien compris, passons maintenant à la visualisation de l'amorçage. Nous avons utilisé pour ce montage un ampli opérationnel 8 broches de type $\mu A741$. Nous trouvons à la figure 5 le schéma de principe de ce montage qui apparaît fort simple. En fait, la mesure différentielle des points E_1 et E_2 est appliquée directement sur les entrées inverseuse et non inverseuse de notre ampli OP. Lorsque la génératrice s'amorce, la tension $+U$ atteint une valeur suffisante pour déterminer instantanément $E_1 \neq E_2$ donc $e \neq 0$, la LED 1 s'allume donc indiquant l'amorçage, de plus, la différence d'intensité de cette LED nous fournit une indication intéressante en fonction du régime de rotation.

Nous avons alimenté notre circuit intégré par une régulation simple à diode Zener de façon à ce que sa tension d'alimentation reste stable eu égard aux variations importantes que peut subir $+U$.

Nous rappelons à nos lecteurs comment déterminer facilement les éléments du montage.

Soit la tension $+U_c$ pouvant varier selon le régime de rotation de 12 V à 20 V environ. La tension proprement dite du montage régulateur se trouve réduite d'à peu près 1 V correspondant à la chute de tension en direct dans la diode de puissance D_2 . La tension maximale que pourra prendre $+U$ est donc de 19 V. Si nous désirons que notre $\mu A741$ soit alimenté par 12 V, nous choisissons bien évidemment pour DZ_1 une Zener de 12 V de petite puissance 0,4 ou 0,5 W par exemple. Les constructeurs nous donnent pour une telle Zener et pour une bonne régulation, un courant minimal de 5 mA. A ce courant vient s'ajouter la consommation propre du $\mu A741$ et de la LED 1 lorsqu'il y aura amorçage. Or une LED de $\varnothing 3$ mm s'allume correctement pour une valeur minimale de 5 mA et nous prendrons la même valeur en consommation maximale pour notre ampli OP.

Nous avons donc :

$$I_T = I_{OP} + I_{LED} + I_Z$$

$$I_T = 3 \times 5 \cdot 10^{-3} = 15 \text{ mA}$$

$$U_{R2} = U_{max} - U_Z = 19 - 12 = 7 \text{ V}$$

d'où nous en déduisons par la loi d'Ohm la valeur de R_2

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_T} = \frac{7}{15 \cdot 10^{-3}} = \frac{7\,000}{15} = 466,7 \, \Omega$$

Pour une puissance dissipée de :

$$P_{R2} = U_{R2} \cdot I_T = 7 \times 15 \cdot 10^{-3} = 105 \text{ mW}$$

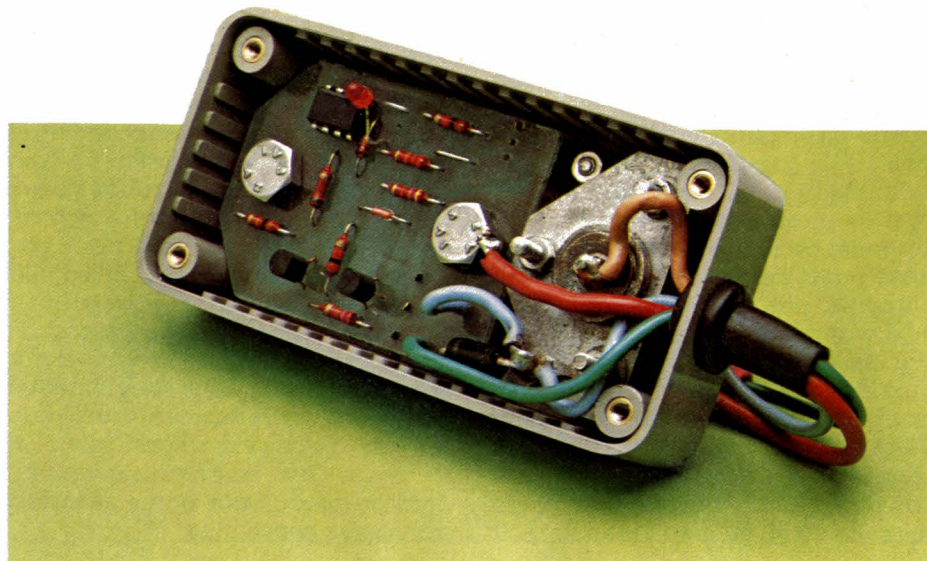
Nous choisirons pour R_2 une résistance de valeur normalisée de 470 Ω ou de 510 Ω 1/4 W.

Il nous reste à déterminer la valeur de R_1 . Nous savons que la tension aux bornes d'une LED est d'environ 2 à 3 V suivant les modèles. Nous avons choisi précédemment une valeur minimale de 5 mA pour un éclairage convenable. Appliquons encore une fois la loi d'Ohm :

$$R_1 = \frac{U_S - U_{LED}}{I_L} = \frac{8 - 3}{5 \cdot 10^{-3}} =$$

$$\frac{50 \cdot 10^3}{5} = 1 \text{ k}\Omega$$

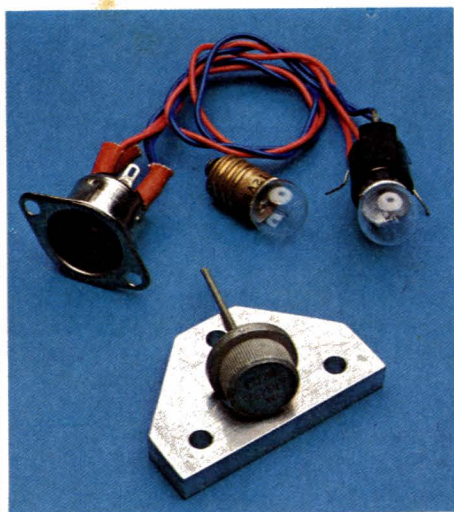
Nous en avons maintenant terminé avec l'explication théorique de notre régulateur. Voyons la réalisation pratique.



Nous trouvons en figure 6 le brochage des principaux semi-conducteurs employés dans notre réalisation. Une remarque importante s'impose concernant la diode D₂ de référence 1N3492. Celle-ci est en boîtier PRESS FIT 43 de type DO21. Une telle diode est livrée soit avec cathode, soit avec anode au boîtier, rien ne différenciant de visu l'une de l'autre, seule la lettre majuscule R à la fin de la référence indiquant cette différence. Il convient donc de s'assurer lors de l'approvisionnement de ce composant qu'on est bien en présence du modèle correspondant à celui préconisé (cathode au boîtier). Nous avons utilisé pour notre part une diode de marque Motorola mais n'importe quelle autre diode de même boîtier d'une autre marque conviendra évidemment.

Nous donnons ci-dessous les caractéristiques électriques et références de plusieurs diodes convenant fort bien.

Type	V _{RM} (V)	I _o (A)
MR2261	10	25
MR2262	20	25
MR2263	30	25
MR2264	40	25
MR2265	50	25
1N3491	50	25
1N3492	10	25
1N3659	50	25



Fabrication du circuit imprimé et implantation

Le circuit imprimé est donné à la figure 7. Celui-ci ne présente aucune difficulté et selon son habitude et son équipement, on procédera par méthode photo ou directement

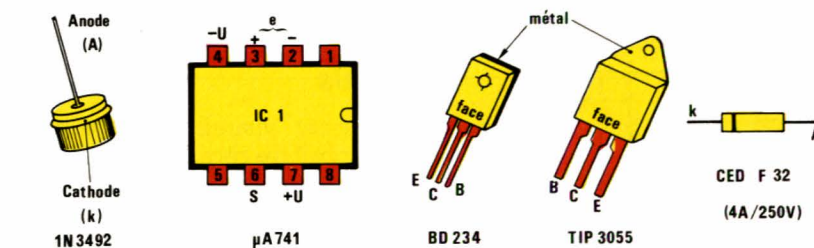


Figure 6

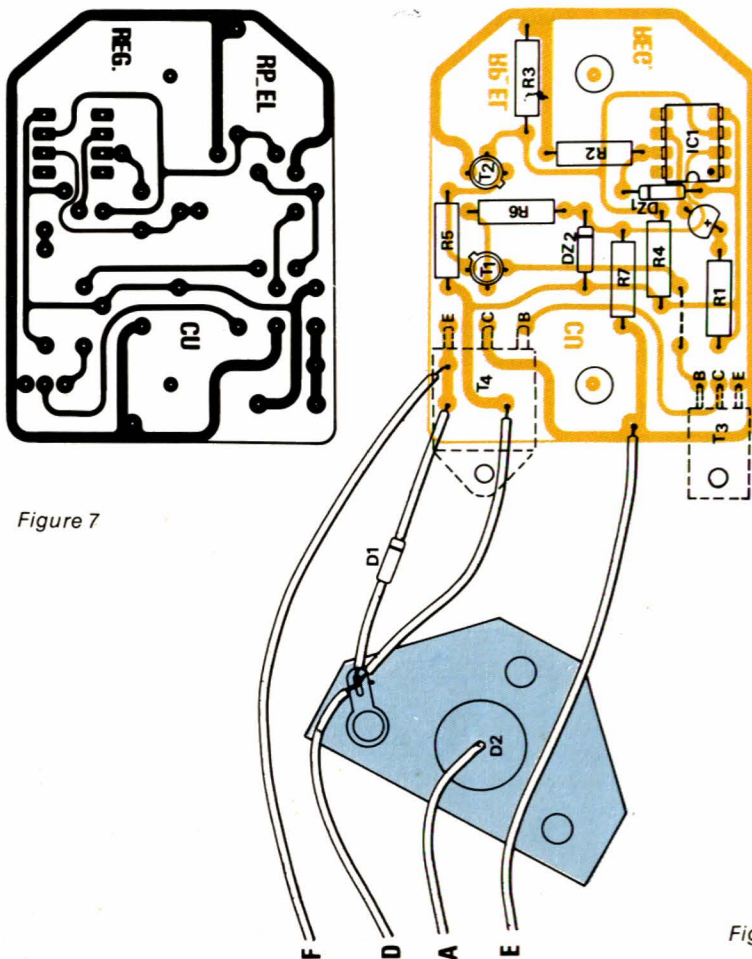


Figure 7

T₃, T₄ : soudés côté cuivre

Figure 8

sur cuivre par bandes et pastilles transfert.

A la figure 8, nous trouvons le schéma d'implantation de ce circuit ainsi que les raccordements extérieurs. Tous les composants sont câblés normalement sur le circuit, à l'exclusion des transistors T₃ et T₄ composant le muscleur qui seront soudés côté cuivre. Les pattes de ces deux transistors seront coudées suffisamment longues pour que les boîtiers puissent ensuite être fixés sur le fond de notre coffret par vis et écrou. Ce montage garantissant une excellente rigidité mécanique de l'ensemble. N'oublions pas que le régulateur peut être monté sur une moto ou une automobile et qu'il sera sans doute soumis à des contraintes

mécaniques et à des vibrations importantes.

Quant aux diodes D₁ et D₂, elles sont montées à l'extérieur du circuit imprimé. En ce qui concerne le montage mécanique de la diode PRESS FIT de puissance D₂, nous donnons à la figure 9 le plan d'usinage et de perçage de son refroidisseur. Celui-ci est confectionné dans un petit morceau de laiton ou d'aluminium d'épaisseur 8 mm et usiné conformément aux cotes données. La diode sera ensuite enfoncée doucement, les cannelures entrant en force dans le perçage de Ø 12,6. On utilisera pour ce travail marteau et cale en bois de façon à ne pas abîmer le composant.

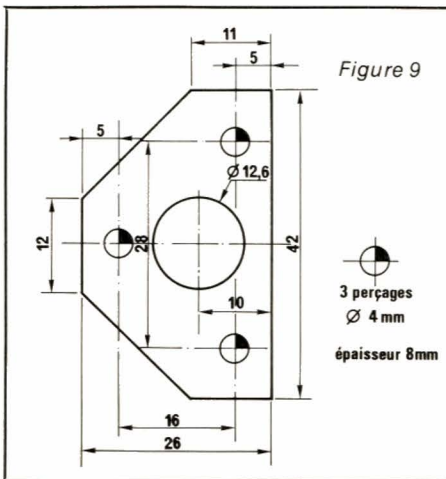


Figure 9

Perçage du boîtier

On s'inspirera du schéma donné à la figure 10. Tout d'abord on percera le couvercle du coffret pour pouvoir monter le clips de la LED de $\varnothing 3$ mm. Ensuite, on percera le dessous du coffret aux cotes indiquées, ces trous servant à la fixation du circuit imprimé et du régulateur lui-même ainsi qu'au radiateur de D_2 et aux deux transistors T_3 , T_4 . On terminera par le côté référencé A en prati-

quant un perçage de $\varnothing 8$ pour le passe-fil caoutchouc.

Essais

Vérifier visuellement le câblage du circuit de régulation, le montage correct du circuit intégré et le raccordement des différents fils de sortie. Exécuter ensuite le montage d'essai de la figure 11. A cet effet, le fil A n'est pas raccordé, les autres connexions étant câblées conformément au schéma. La résistance de $10 \Omega/10 W$ représente la charge du transistor T_4 , c'est-à-dire simule le bobinage inducteur de la génératrice. Une LED verte de signalisation est connectée par l'intermédiaire d'une résistance de 560Ω aux bornes de cette résistance de charge. Agir maintenant comme suit :

- 1) Faire varier lentement la tension d'alimentation de 14 V à 20 V.
- 2) La commutation entre les deux LED (rouge = régulateur, verte = signalisation) s'effectue et l'on a :
 - à $15 V \pm 0,5 V$ la LED verte est allumée complètement, la LED rouge à moitié ;

- à $16 V \pm 0,5 V$, la LED rouge s'allume franchement ;
- à $17 V \pm 0,5 V$, la LED verte s'éteint.

L'essai de bon fonctionnement est terminé. Il ne reste plus maintenant qu'à vérifier la régulation de notre montage. Pour cela, on câblera l'ensemble complet régulateur/batterie/dynamo et on alimentera cette dernière en rotation à l'aide d'un montage variateur quelconque. Nous préconisons cependant l'emploi d'un petit moteur continu avec variation par thyristor ce qui confère un couple constant, une excellente souplesse et une grande plage de variation, mais un moteur alternatif alimenté par un bon gradateur à triac conviendra aussi parfaitement. Un tachymètre mécanique monté en bout d'arbre servira à mesurer les différentes vitesses de rotation.

En figure 12, nous donnons sous forme de deux courbes caractéristiques les résultats de mesure effectuées sur notre maquette. La courbe en trait continu fort nous montre la régulation en tension, c'est-à-dire la

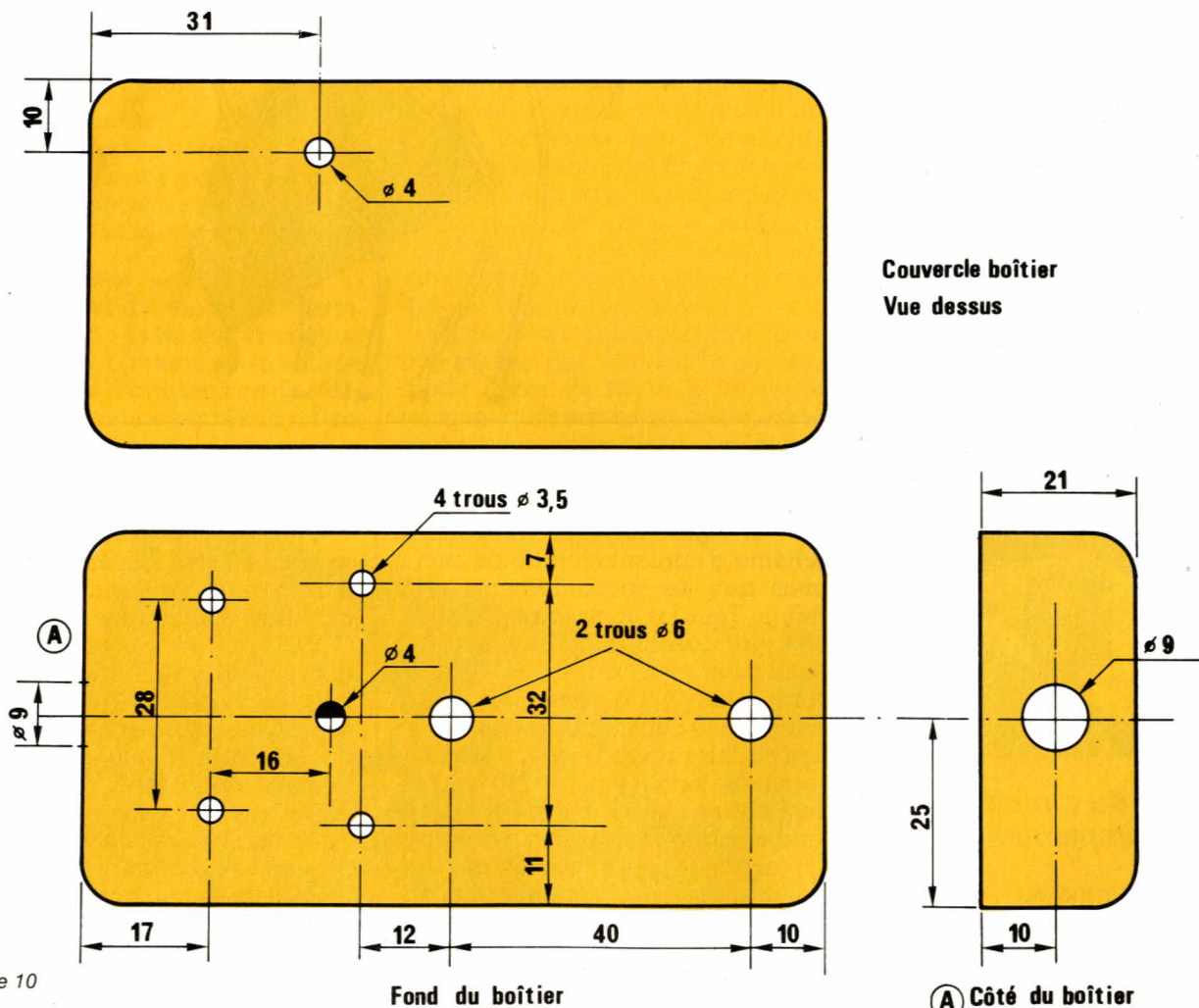


Figure 10

Fond du boîtier

Côté du boîtier

Réalisation

valeur de la tension de charge batterie en fonction de la vitesse de la génératrice, quant à la courbe en

Conclusion

Par l'adjonction de ce petit régulateur électronique à un ensemble dynamo-batterie, bien des utilisations peuvent être envisagées. Nous en avons cité quelques-unes précédemment. Nous faisons cependant confiance à nos lecteurs pour lui trouver, maintenant qu'il est là, bien d'autres applications.

CYRILLA

Nomenclature

Circuit intégré

IC₁ : μ A741

Semi-conducteurs

T₁ : BC107 ou BC237

T₂ : BC107 ou BC237

T₃ : BD234

T₄: TIP 3055

DZ₁ : Zener 12 V, 0,5 W

DZ₂ : Zener 10 V, 0,5 W

D₁ : Diode 4 A/100 V à fil

D₂ : 1N3492 ou équivalent

LED₁ : LED rouge Ø 3 mm

Résistances 1/4 W 5 %

 $R_1: 1\text{ k}\Omega$ $R_5 : 2,7 \text{ k}\Omega$ $R_2 : 560 \, \Omega$ $R_6 : 1 \text{ k}\Omega$ $R_3 : 10 \text{ k}\Omega$ $R_7 : 4.7 \text{ k}\Omega$ $R_4 : 22 \text{ k}\Omega$

Divers

1 clips pour LED Ø 3

1 coffret ABS 100 × 50 × 25 mm

1 passe-fil caoutchouc

2 vis inox et écrou $\varnothing$ 6 mm

1 radiateur pour diode press fit (voir
texte)

Cosses, visserie, entretoises, clips...

trait interrompu, elle nous indique la variation contraire de la tension d'excitation aux bornes de l'induc-

teur. Précisons que ces deux courbes ont été relevées à vide, c'est-à-dire génératrice non chargée.

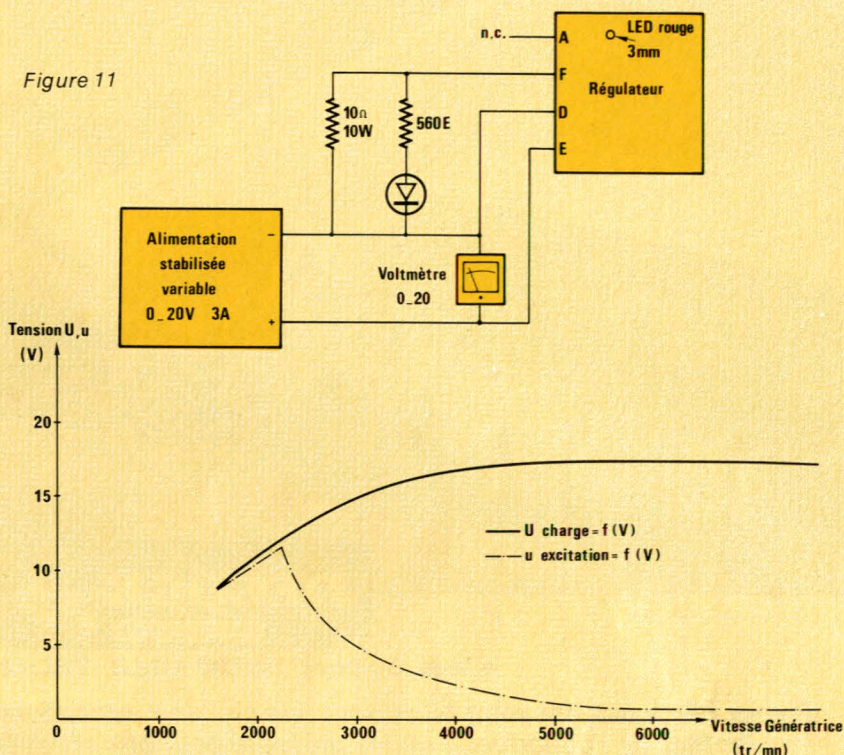


Figure 12

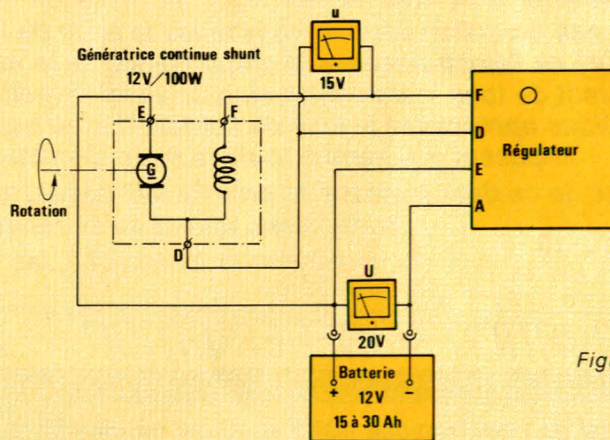


Figure 13

MULTIMETRES PROFESSIONNELS

Disponibles dans les points de vente officiels PANTEC
ou documentation sur demande à

C.G. PANTEC
27-29, rue Pajol
75018 Paris
Tél. : 202.77.06



PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

MAJOR 50 K
Cet appareil conçu selon les techniques les plus récentes, est soumis aux plus dures normes très sévères (VDE) pour la protection contre les surtensions transitoires électriques qu'il empêche.

MAJOR 50 K
Cet appareil conçu selon les technologies les plus récentes, est soumis aux tests basés sur des normes très sévères (VDE).
Triple protection contre les surcharges.
Ses qualités tant électriques que mécaniques sont exemplaires.
sensibilité : 50 kΩ/VCC - 10 kΩ/V CA
tension : CC de 0,15 à 1500 V.
CA de 7,5 à 12,5 A.
courant : CC de 50 μA à 2,5 A.
CA de 2,5 mA à 12,5 A.
ohms : 2 kΩ à 2 MΩ (4 gammes)

GARANTIE 2 ANS.
Existe également
MAJOR 20 K

FICHE COMPOSANT

RPEL

Registre à décalage 8 bits,
entrée série/sortie parallèle

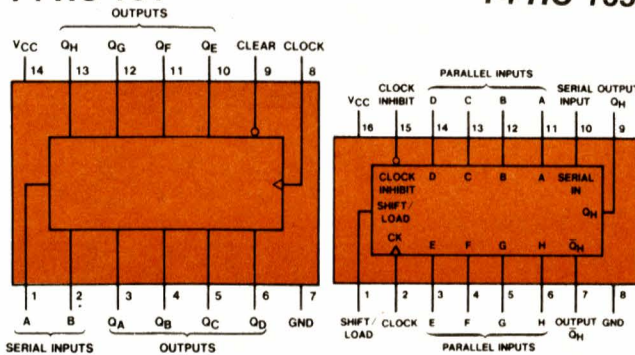
Registre à décalage 8 bits,
entrée parallèle/sortie série

74 C 164

74 HC 164

74 C 165

74 HC 165



TABLES DE FONCTION

74 HC 164

Inputs				Outputs			
Clear	Clock	A	B	QA	QB	QH	
L	X	X	X	L	L	L	
H	L	X	X	QA0	QB0	QH0	
H	↑	H	H	H	QAn	QGn	
H	↑	L	X	L	QAn	QGn	
H	↑	X	L	L	QAn	QGn	

74 HC 165

Inputs				Internal Outputs		Output QH
Shift/Load	Clock	Inhibit	Serial	Parallel A...H	QA QB	QH
L	X	X	X	a...h	a b	h
H	L	L	X	X	QA0 QB0	QH0
H	L	↑	H	X	H QAn	QGn
H	L	↑	L	X	L QAn	QGn
H	H	X	X	X	QA0 QB0	QH0

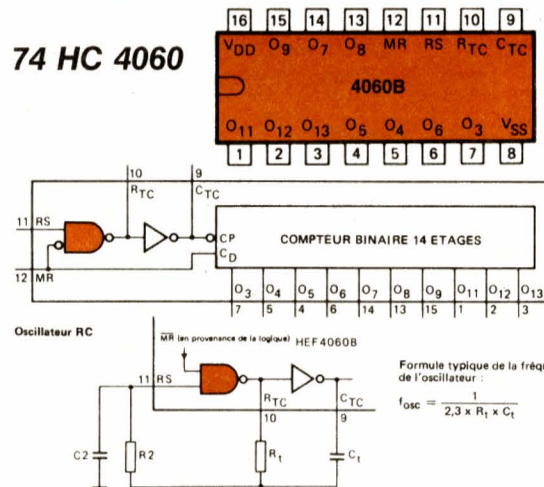
FICHE COMPOSANT

RPEL

Compteur/décompteur binaire
à report séquentiel à
14 étages avec oscillateur

74 HC 4060

4060



Formule typique de la fréquence de l'oscillateur :

$$f_{osc} = \frac{1}{2.3 \times R_1 \times C_1}$$

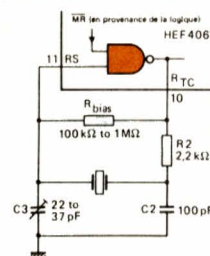
La fréquence de l'oscillateur est principalement déterminée par R_1C_1 , à condition que $R_1 \ll R_2$ et $R_2C_2 \ll R_1C_1$. R_2 a pour fonction de réduire l'influence sur la fréquence de la tension directe parasite aux bornes des diodes de protection de l'entrée. La capacité parasite C_2 doit être aussi faible que possible. Pour une raison de précision, C_1 doit avoir une valeur supérieure à celle de la capacité parasite inhérente. R_1 doit avoir une valeur supérieure à celle de la résistance 'ON' du CMOS, montée en série avec R_1 et dont la valeur typique est de 500Ω pour $V_{DD} = 5V$, 300Ω pour $V_{DD} = 10V$ et 200Ω pour $V_{DD} = 15V$.

Les valeurs recommandées pour ces composants, compte tenu de la formule typique de l'oscillateur, sont :

$C_1 \geq 100 \text{ pF}$, jusqu'à une valeur pratique quelconque
 $10 \text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 1 \text{ M}\Omega$

Circuit typique d'oscillateur à quartz

Sur la Fig. 5, R_2 est la résistance de limitation de puissance. Une transconductance minimale est requise pour amorcer et entretenir l'oscillation.

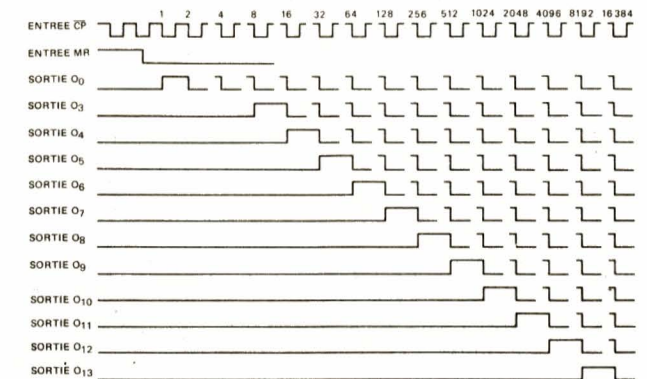
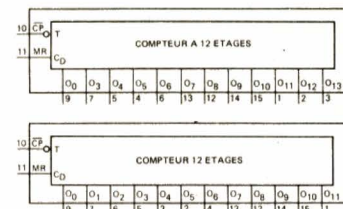
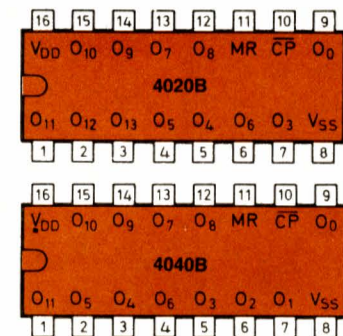


FICHE COMPOSANT

RPEL

Compteur binaire à 14 étages — 4020

Compteur binaire à 12 étages — 4040



Veuillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante :

Nom :

Prénom :

Rue :

N° :

Complément d'adresse :

Code postal :

Ville :

Je joins à cette commande un règlement par :

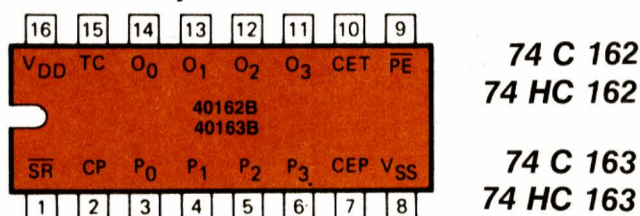
- ☐ Chèque bancaire
- ☐ C.C.P.
- ☐ Mandat

FICHE COMPOSANT

RPEL

Compteur 4 bits décimal avec RAZ synchrone **40162**

Compteur 4 bits binaire avec RAZ synchrone **40163**

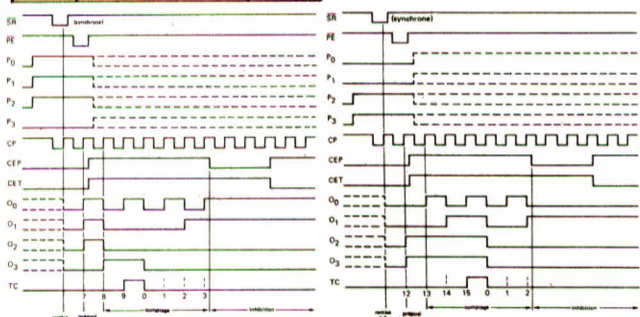


SELECTION DE MODE SYNCHRONE

SR	PE	CEP	CET	mode
H	L	X	X	prépositionnement
H	H	L	X	sans changement
H	H	X	L	sans changement
H	H	H	H	comptage
L	X	X	X	remise à zéro

GENERATION DE LA RETENUE

CET	(O ₀ ·O ₁ ·O ₂ ·O ₃)	TC	CET	(O ₀ ·O ₁ ·O ₂ ·O ₃)	TC
L	L	L	L	L	L
L	H	L	L	H	L
H	L	L	H	L	L
H	H	H	H	H	H



FICHE COMPOSANT

RPEL

Double compteur BCD **4518**

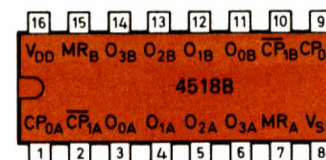
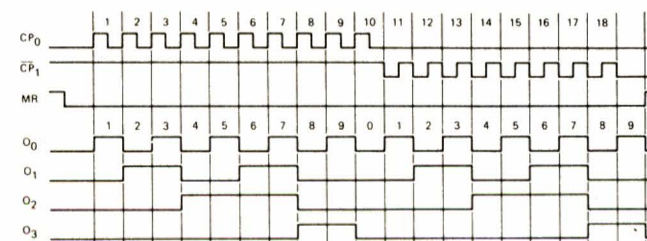


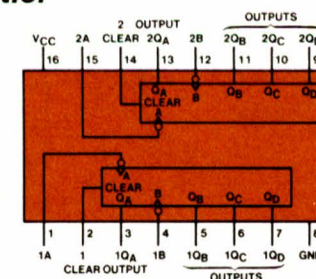
TABLE DE FONCTION

CP ₀	CP ₁	MR	mode
/	H	L	incréméntation du compteur
L	X	L	incréméntation du compteur
X	/	L	sans changement
/	L	L	sans changement
H	X	L	sans changement
X	X	H	sans changement
			O ₀ à O ₃ = BAS



Double compteur décimal 4 bits à report séquentiel

74 HC 390



FICHE COMPOSANT

RPEL

Double compteur binaire 4 bits

4520

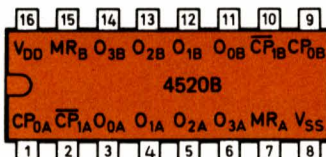
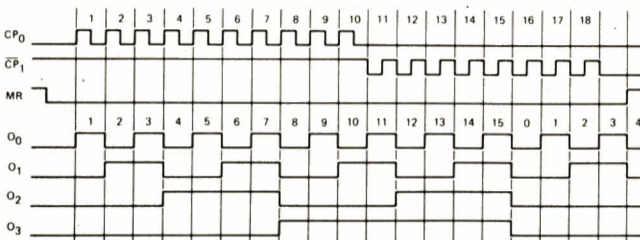


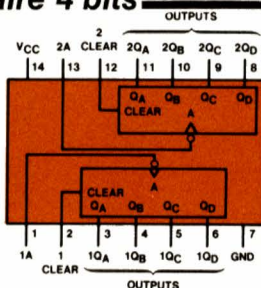
TABLE DE FONCTION

CP ₀	CP ₁	MR	mode
∫	H	L	incréméntation du compteur
L	∫	L	incréméntation du compteur sans changement
X	X	L	sans changement
∫	L	L	sans changement
H	∫	L	sans changement
X	X	H	O ₀ à O ₃ = BAS



Double compteur binaire 4 bits
à report séquentiel

74 HC 393



FICHE COMPOSANT

RPEL

Compteur/décompteur décimal
synchrone 4 bits

40192

Compteur/décompteur binaire
synchrone 4 bits

40193

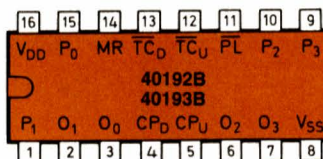


TABLE DE FONCTION

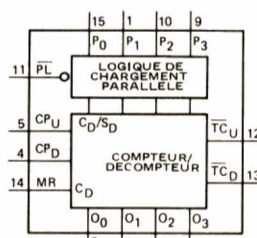
MR	PL	CP _U	CP _D	mode
H	X	X	X	remise à zéro (async.)
L	L	X	X	chargement parallèle
L	H	∫	H	comptage
L	H	H	∫	décomptage

74 C 192

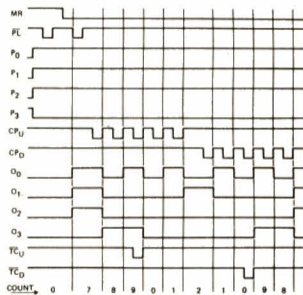
74 HC 192

74 C 193

74 HC 193



40192



40193



RADIO PLANS

électronique loisirs

CARTE DE COMMANDE « CIRCUITS IMPRIMÉS »

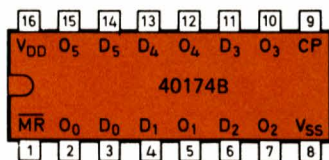
Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL		+	+
EL		+	+
EL		+	+
EL		+	+
EL		+	+
EL		+	+
EL		↑	↑
Prix total TTC			↑
Ajouter sur cette ligne les frais de port (8 F pour la France métropolitaine; 12 F pour DOM-TOM et étranger)			↑
Total à payer			↑

FICHE COMPOSANT

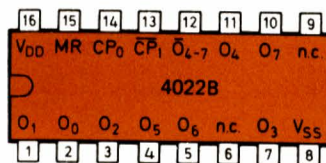
RPEL

Compteur Johnson décimal à 10 sorties décodées **4017**

Compteur Johnson décimal à 8 sorties décodées **4022**



74 HC 4017



4017

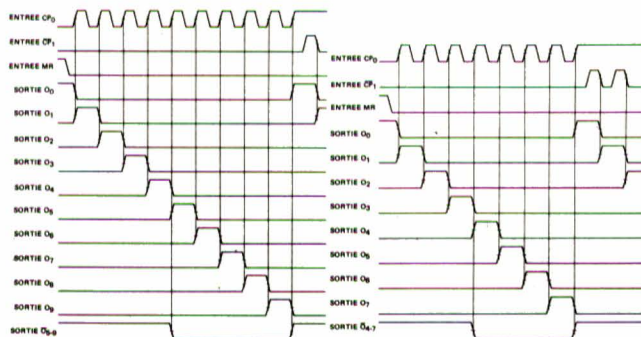
4022

TABLE DE FONCTION

MR	CP ₀	CP ₁	opération
H	X	X	O ₀ = O ₅ , O ₆ = H; O ₁ à O ₃ = L
L	X	X	incrément du compteur
L	L	X	incrément du compteur
L	L	L	sans changement
L	X	H	sans changement
L	X	L	sans changement

TABLE DE FONCTION

MR	CP ₀	CP ₁	opération
H	X	X	O ₀ = O ₄ , O ₅ = H; O ₁ à O ₃ = L
L	X	X	incrément du compteur
L	L	X	incrément du compteur
L	L	L	sans changement
L	X	H	sans changement
L	X	L	sans changement



FICHE COMPOSANT

RPEL

Compteur/décompteur BCD **4510**



4510

TABLE DE FONCTION

MR	PL	UP/DN	CE	CP	mode
L	H	X	X	X	chargement parallèle
L	L	X	H	X	sans changement
L	L	L	L	/	décomptage
L	L	H	L	/	comptage
L	H	X	X	X	remise à zéro

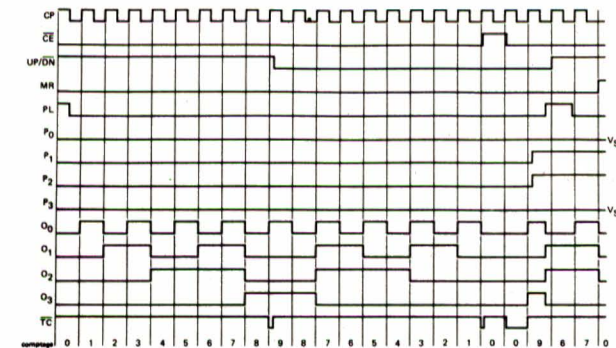
Compteur/décompteur binaire **4516**



4516

TABLE DE FONCTION

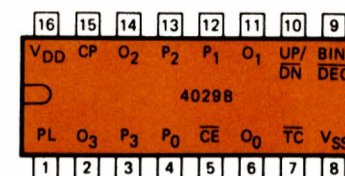
MR	PL	UP/DN	CE	CP	mode
L	H	X	X	X	chargement parallèle
L	L	X	H	X	sans changement
L	L	L	L	/	décomptage
L	L	H	L	/	comptage
L	H	X	X	X	remise à zéro



FICHE COMPOSANT

RPEL

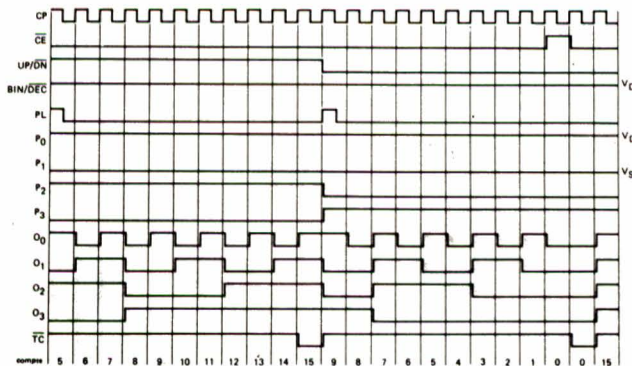
Compteur/décompteur synchrone binaire décimal **4029**



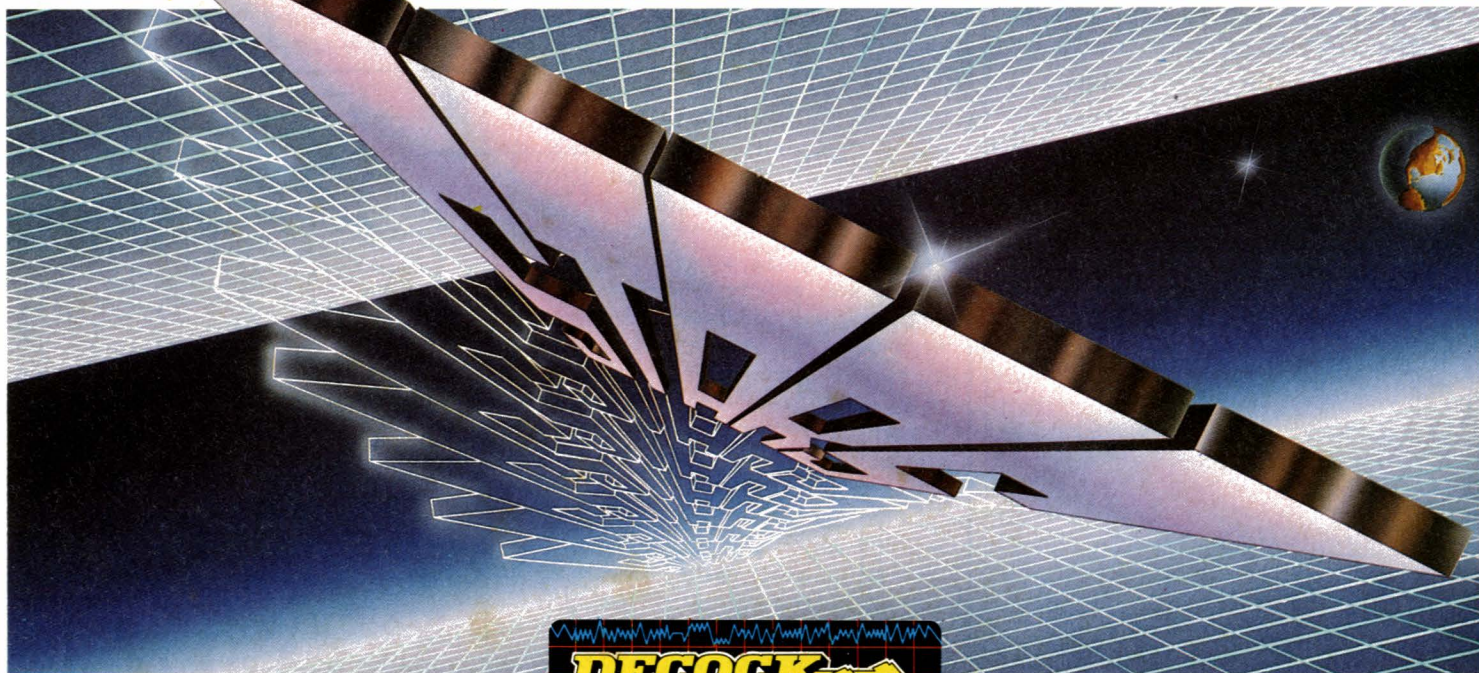
4029

TABLE DE FONCTION

PL	BIN/DEC	UP/DN	CE	CP	mode
H	X	X	X	X	chargement parallèle (P _n → O _n)
L	X	X	H	X	sans changement
L	L	L	L	/	décomptage décimal
L	L	L	L	/	comptage décimal
L	H	L	L	/	décomptage binaire
L	H	H	L	/	comptage binaire



ET ALORS LES STARS...



4, Rue Colbert 59800 LILLE TEL: (20) 57.76.34.

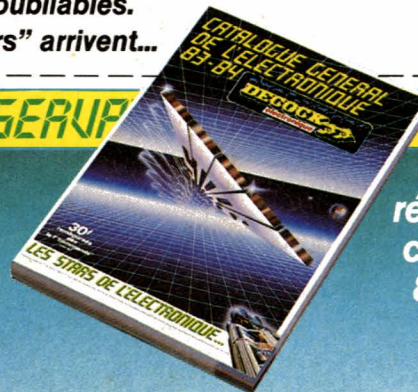
Prenez dès à présent votre billet pour une croisière exceptionnelle vers l'univers de l'électronique. Profitez de l'opportunité qui se présente pour être les premiers à explorer, en compagnie des "stars" Decock, son

nouveau catalogue général 83/84 de vente par correspondance de l'électronique.

Ces "stars", ces **produits vedettes**, vous aurez le loisir de les découvrir lors des escales prévues dans les secteurs de l'électronique, des composants, de la mesure, de l'audio-sono et, de l'électricité. Elles joueront de tous leurs atouts et, plus spécialement "**nouveautés et promotions**", pour vous séduire. Vous apprécierez le luxe du confort "**haute qualité**" dont elles se prévalent, et qu'elles imposent d'ailleurs à toute la foule d'articles qui gravitent à leurs côtés.

Au terme de ce dépaysement de près de 400 pages, les "stars" de l'électronique, vos fidèles partenaires, auront su se rendre inoubliables.

Confirmez votre réservation, les "stars" arrivent...



réservation
catalogue
83/84

40^F

Ce coupon est à renvoyer à:



**4, RUE COLBERT
59800 LILLE**

Je désire réserver le catalogue 83/84. Voici mon

NOM _____ Prénom _____

Rue _____

Ville _____

Code Postal _____

Ci-joint mon règlement de 40 F

CCP ☐ CB ☐

Le catalogue général de l'électronique 83/84 se divise en cinq grands secteurs représentés ci-dessous:



La parution du Catalogue Général de l'Electronique 83/84 DECOCK est prévue pour fin septembre. Son prix de vente est fixé à 30 Frs (somme qui vous sera remboursée dès la première commande*) plus une participation aux frais de port et d'emballage de 10 Frs.

* Montant minimum de la 1^{re} commande 100 Frs.

ATTENTION:

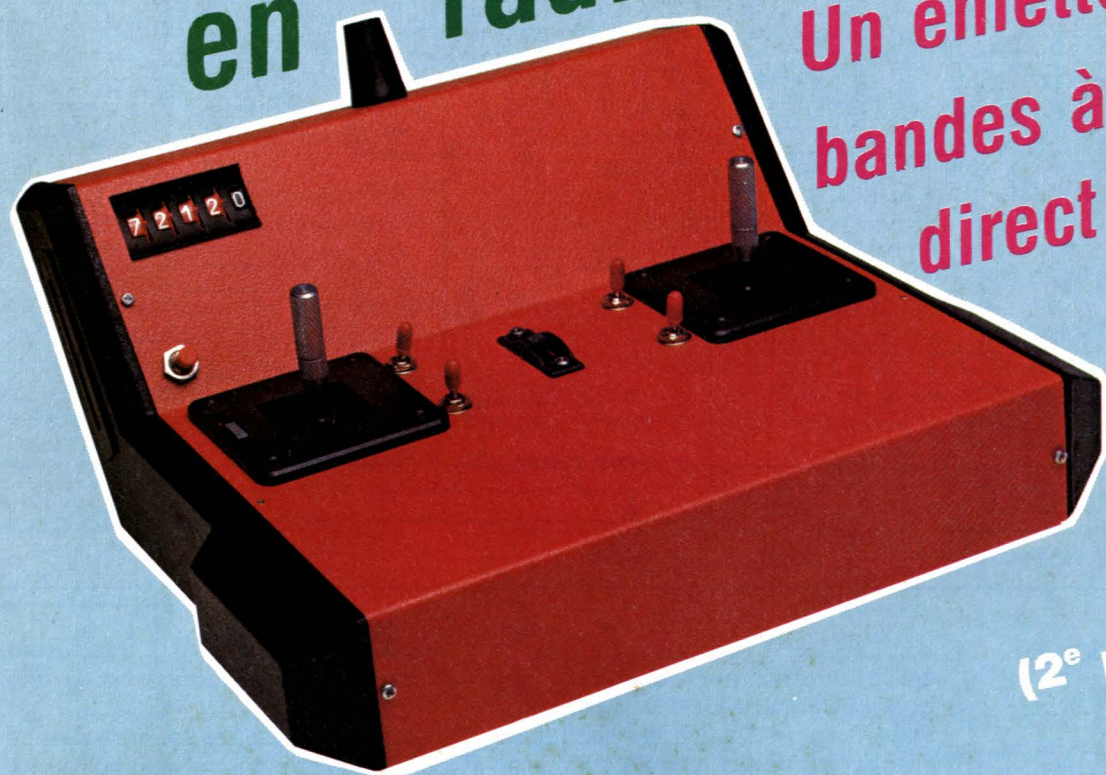
1°) Ne datez pas votre chèque, celui-ci ne sera encaissé que le jour où vous recevrez notre catalogue (fin septembre).

à découper suivant le pointillé.



Synthèse de fréquence en radiocommande

Un émetteur toutes
bandes à affichage
direct par roues
codeuses



(2^e partie)

Dans notre précédent numéro, nous avons vu de quelle façon procéder pour décoder l'information décimale issue d'une roue codeuse en un code représentatif de la fréquence à synthétiser assimilable par le MC 145151.

Nous poursuivons dans ce numéro par la description des différentes têtes HF, ainsi que par la réalisation pratique globale de notre système. Le lecteur a le choix entre diverses solutions et diverses bandes de fréquence. Le codeur que nous avons utilisé, visible sur certaines photos, sera décrit ultérieurement mais n'est pas indispensable ; n'importe quel codeur du commerce ou de votre conception peut convenir.

Description du synthétiseur d'émission R/C

Nous avons profité de la mise en œuvre de l'affichage mémorisé, pour repenser complètement le module émission que nous avions décrit en janvier et accroître sa souplesse d'emploi dans toutes les configura-

tions correspondant aux bandes mémorisées.

Aujourd'hui nous présentons donc un bloc émission conçu sous la forme de deux modules enfichables :

- module affichage, synthèse, diviseurs restant à demeure dans l'émetteur,
- module tête HF amovible comportant le VCO et les étages HF

d'une bande déterminée avec un prélèvement HF effectué soit à l'aide d'un ampli-tampon pour les diviseurs soit à travers un down-mixer, pour faire travailler le 145151 à moins de 30 MHz.

La tête HF 72 est nettement différente de celle des 3 autres bandes pour lesquelles on a un circuit identique.

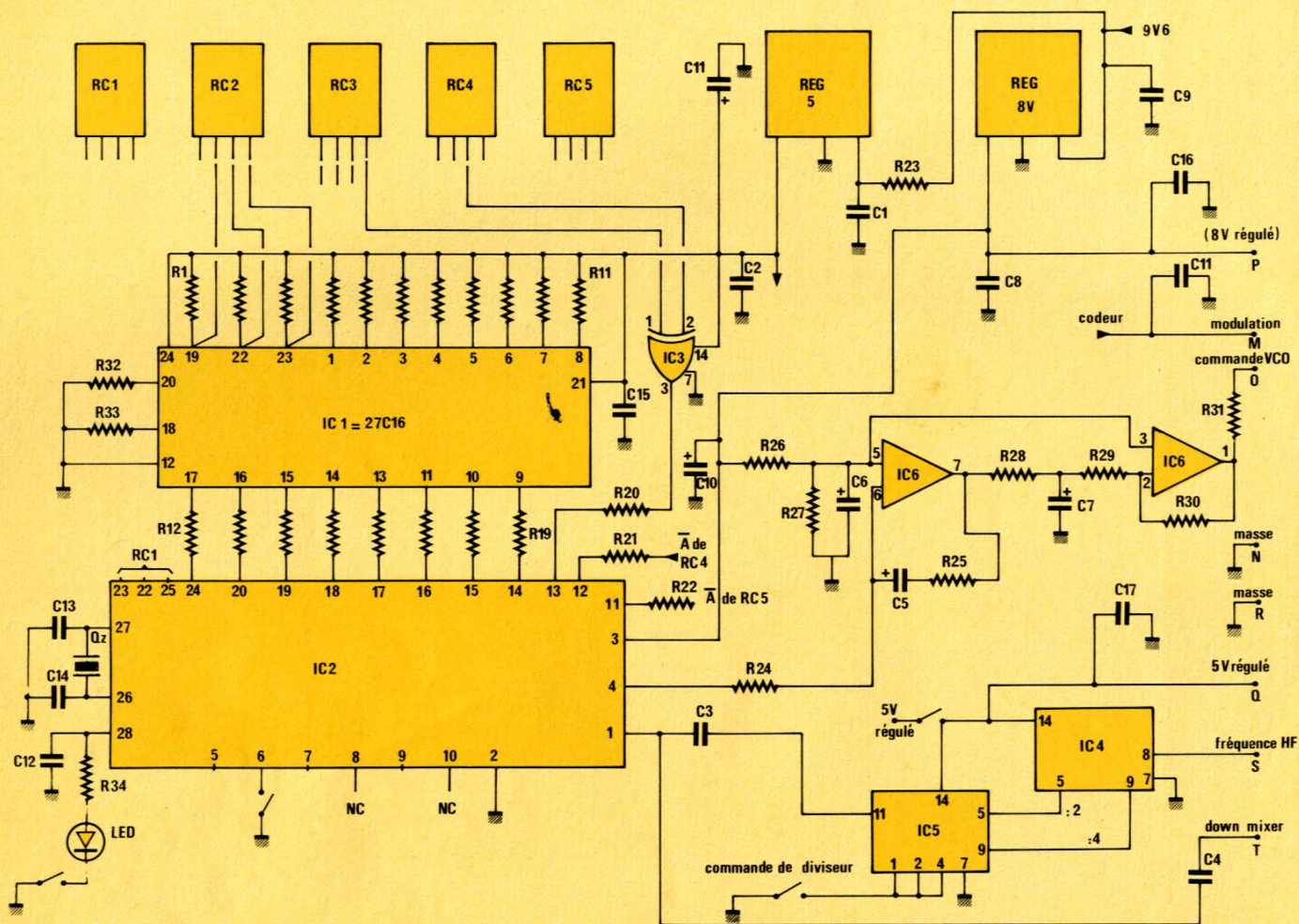


Figure 4 - Schéma de la platine synthétiseur.

Description du module affichage synthèse diviseurs

Pour l'affichage, on a déjà pratiquement tout vu ; ajoutons seulement que les résistances de tirage de 47 k Ω de l'EPROM sont valables aussi bien pour l'EPROM CMOS que pour l'EPROM TTL : nous avons pris les valeurs les plus hautes compatibles avec la stabilité des broches tirées au 1 logique : nous avons en effet fait la chasse à la consommation de courant : une rangée de 11 résistances de 47 k Ω équivalait à une résistance de 4,27 k Ω et consomme 1,17 mA sous 5 volts, alors qu'une rangée de résistances de 10 k Ω , résistances habituelles de tirage, aurait consommé 5 fois plus.

Les résistances de 100 k Ω entre EPROM et 145151 ont été mises pour éviter l'emploi de translateurs : au niveau bas des sorties de l'EPROM, elles sont suffisantes pour tirer à 2,4 volts les broches du 145151 ce qui

correspond à leur niveau bas, le 145151 étant alimenté à 8 volts ; lorsque les sorties d'EPROM sont au niveau haut : 4,1 volts, les mêmes résistances forment tampon avec le niveau haut des broches du 145151 qui est à près de 5 volts à cause du tirage par résistances internes. Curieusement la broche 11 du 145151 a besoin d'être tirée à un niveau beaucoup plus bas et plus près de 0 volt : R22 est donc une résistance faible valeur ce qui n'a pas d'influence sur la consommation.

Pour le synthé, hormis l'emploi d'un filtre passe-bas utilisant un double ampli opérationnel LM 358 au lieu du quadruple LM 324 que nous avons utilisé en janvier, les composants et le fonctionnement sont identiques : les 3 broches du diviseur de référence du synthé (5, 6, 7) sont laissées à 1 lorsque avec un QZ de 10240 on veut un pas synthé de 1,25 kHz (division par 8192) ; on passe la broche 6 à 0 (division par 2048) pour avoir un pas synthé de 5 kHz avec le down-mixer ou pour la

bande 27 MHz où il n'y a pas besoin d'abaisser la fréquence de la tête HF.

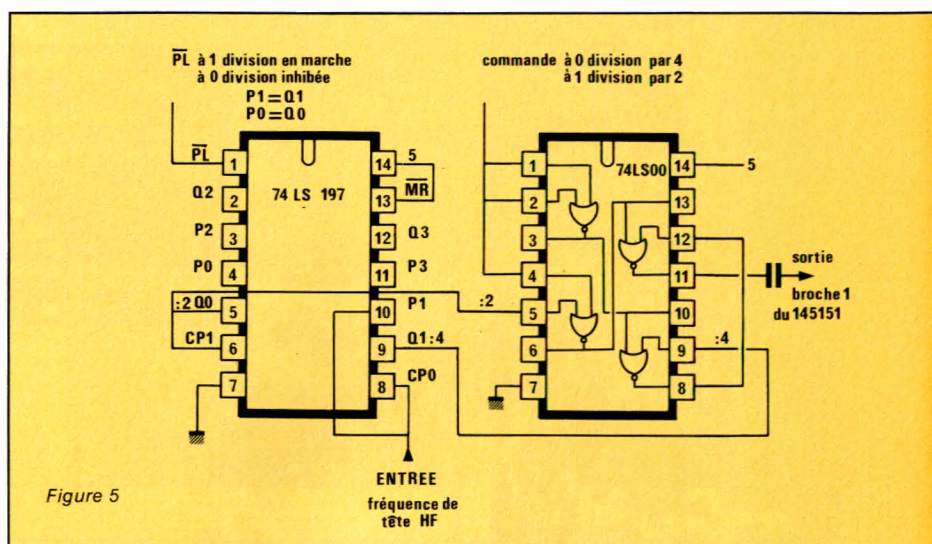
Pour les diviseurs de la fréquence de la tête HF, nous avons utilisé un montage dont le schéma se trouve à la figure 5.

On trouve un 74 LS 197, double diviseur par 2 et par 8 capable de grimper jusqu'à 75 MHz et consommant 4 à 5 fois moins de courant que les diviseurs HF (ECL) spécialisés comme le 11C90 : le master reset et le Parallel Load sont mis au niveau 1 (5 V) : nous n'employons pas le PL qui permet lorsqu'il est à 0 d'inhiber les diviseurs et d'obtenir aux sorties Q ce qu'on met aux entrées P correspondantes : cette particularité intéressera peut-être certains. Quant à nous, nous n'avons besoin que de sélectionner à volonté une division par deux ou une division par 4 obtenues aux broches Q₀ et Q₁ du montage ; pour ce faire nous envoyons ces deux informations à deux entrées d'une quadruple porte NAND 74LS00, montée en aiguillage

(il est évident qu'ici on ne peut substituer à la technologie LSTTL des composants de simple TTL) ; la commande d'aiguillage à 0 donne à la broche 11 du LS00 une division par 4, la commande d'aiguillage à 1 donne à 11 une division par 2. Ceci nous donne beaucoup de possibilités :

Par exemple, tête HF 72 avec son VCO travaillant en 36 suivi d'un doubleur ; en divisant par 2 le 36 on fait travailler le synthé en 18 avec un pas synthé de 1,25 kHz (QZ 10240 et broches 5, 6, 7 du 145151 à 1) ; si l'on a choisi de ne faire la division par deux que pour la bande 72, on peut même relier la commande d'aiguillage à la broche $\bar{D}$ de RC1 non encore utilisée : mais il faut trafiquer un peu la roue codeuse, l'ouvrir et faire une saignée dans l'anneau $\bar{D}$, entre les chiffres 5 et 6 (6 sert aux fréquences images de 72).

Mais on peut aussi avoir un VCO en 72 et effectuer une division par 4, la programmation ne change pas ; on peut encore mettre un QZ de 20480 donnant un pas synthé de 2,5 kHz, avoir un VCO en 72 diviser par 2 pour avoir 36 MHz au synthé, toujours sans changer la programmation (derrière le signal carré sor-



tant du 74LS00, le synthé est encore stable en 36 MHz).

Pour les autres bandes, on peut combiner les divisions à volonté.

En ce qui nous concerne, nous avons retenu de travailler toujours avec un pas de 1,25 au synthé avec pour 72, VCO en 36, doubleur du VCO vers les étages HF, diviseur par 2 entre VCO et synthé pour 41, 35, VCO en 41 et 35, diviseur par 4 entre VCO et synthé ; pour 27, VCO en 27, pas de diviseur, passage au pas de

5 kHz en mettant la broche 6 du synthé à 0. Les manipulations sont ainsi extrêmement réduites quand on change de bande ; seule la tête HF est à changer.

Description de la tête HF

La figure 6 donne le schéma commun à toutes les têtes HF. Les composants qui diffèrent d'une bande à l'autre sont entourés : cela

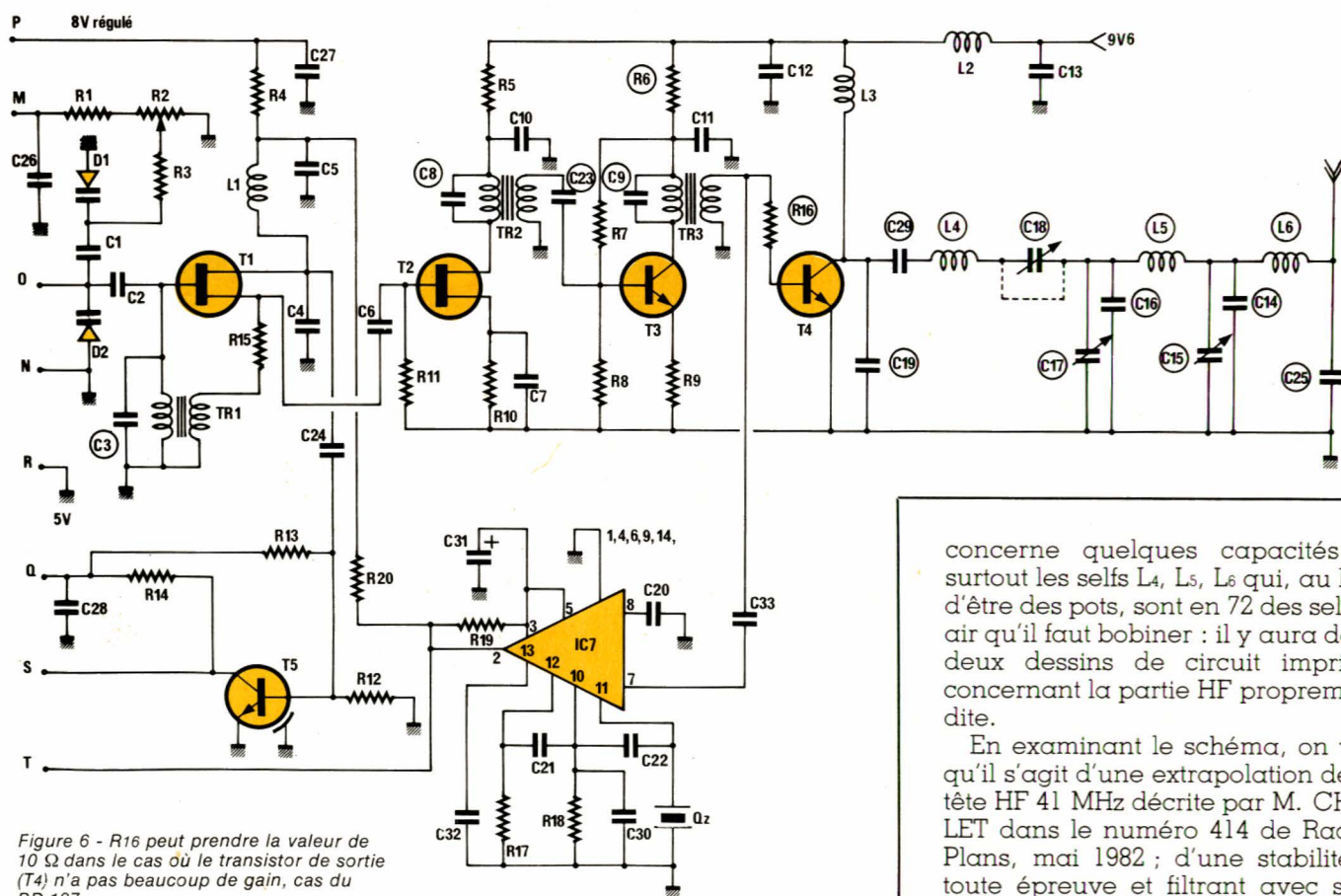
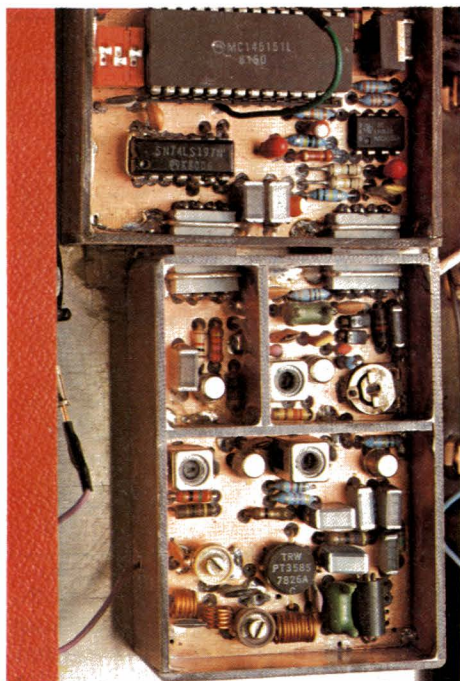


Figure 6 - R16 peut prendre la valeur de 10 Ω dans le cas où le transistor de sortie (T4) n'a pas beaucoup de gain, cas du BD 137.

concerne quelques capacités et surtout les selfs L4, L5, L6 qui, au lieu d'être des pots, sont en 72 des selfs à air qu'il faut bobiner : il y aura donc deux dessins de circuit imprimé concernant la partie HF proprement dite.

En examinant le schéma, on voit qu'il s'agit d'une extrapolation de la tête HF 41 MHz décrite par M. CHOLET dans le numéro 414 de RadioPlans, mai 1982 ; d'une stabilité à toute épreuve et filtrant avec soin tous les harmoniques indésirables,



elle était particulièrement indiquée pour ne pas influencer sur le VCO, qui est toujours la partie la plus délicate dans les montages à synthétiseur. En outre, nous l'avons étudiée pour pouvoir entièrement la blinder ou en blinder seulement certaines parties.

Le VCO est le même que celui de nos précédents montages, mais cette fois la modulation FM s'effectue selon une conception décrite par M. THOBOIS, qui permet une grande facilité de réglage du Swing FM.

Entre le VCO et les étages HF, il y a un étage tampon travaillant à haute impédance, pouvant servir de doubleur ou de quadrupleur selon le besoin et relié au VCO seulement par un condensateur de très faible valeur pour diminuer les interactions. T_2 est comme T_1 un FET, mais le gain est meilleur en utilisant un 2N3823 plutôt que le 2N4416 du VCO ; pour les étages suivants, T_3 est classique 2N2369 et pour T_4 nous avons conservé la possibilité de mettre plusieurs types de transistors de puissance aux formes et boîtiers différents (2N4866, 2,3553, BD137, PT3585), selon la puissance que l'on souhaite ; cette tête peut en effet sortir facilement 800 milliwatts en abaissant la valeur de R_{16} , et ceci sans accrochage malgré son volume très réduit. Nos valeurs de R_{16} donnent environ 500 mW sous 9,6 volts et dans ces conditions l'ensemble du bloc émission ne consomme que près de 120 milliampères : c'est beaucoup, mais c'était bien le point noir de notre système pour lequel nous espérions au début de l'étude

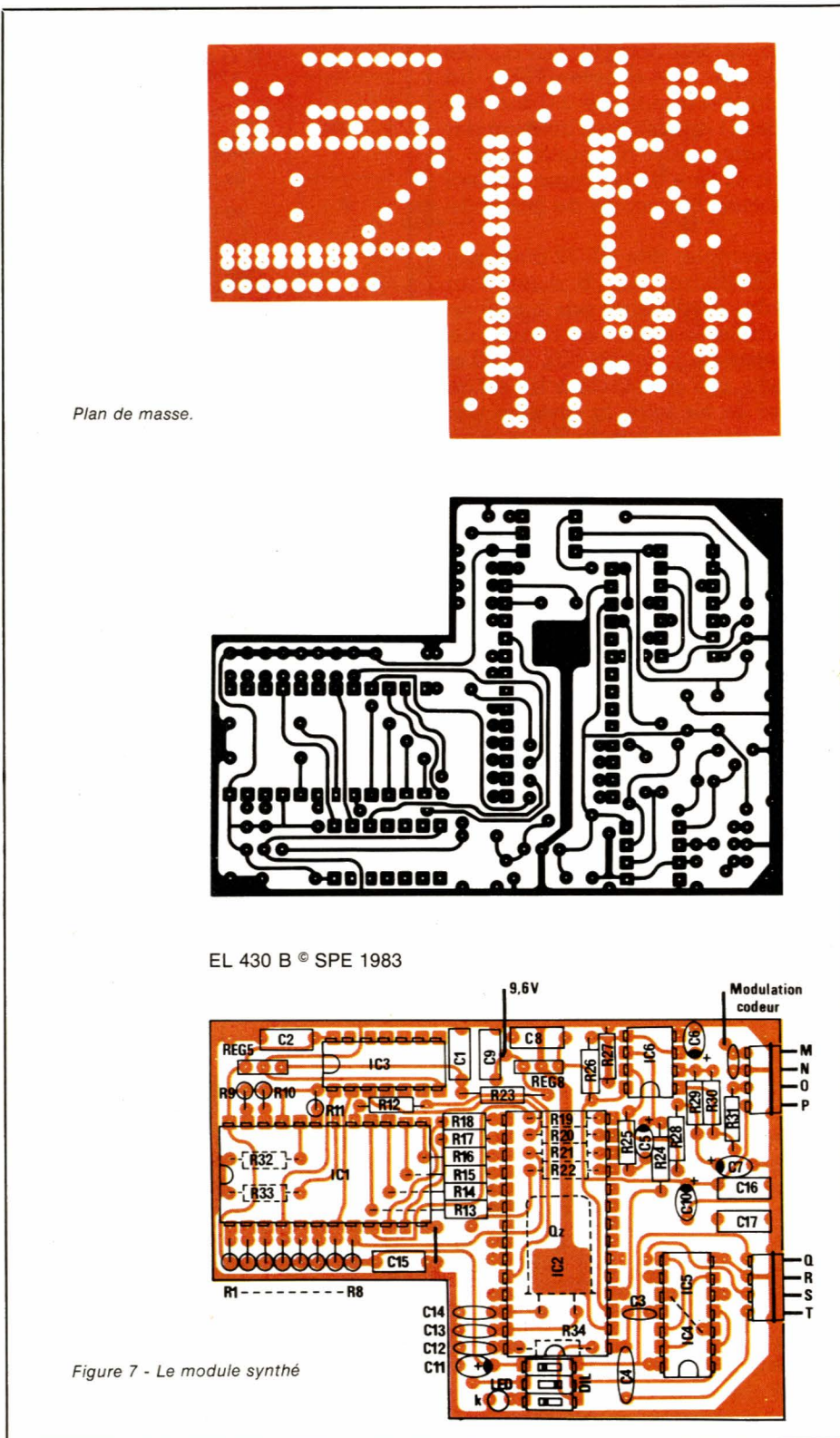


Figure 7 - Le module synthé

ne pas dépasser les 250 mA, ce qui aurait nécessité l'emploi de batteries de 1,2 ampères, pour avoir une autonomie acceptable. A 120 mA on peut garder des batteries 500 milliampères/heure.

Pour renvoyer la fréquence VCO ou la fréquence HF au synthé, nous avons prévu deux options qui tiennent toutes les deux dans un petit compartiment blindable (comme le

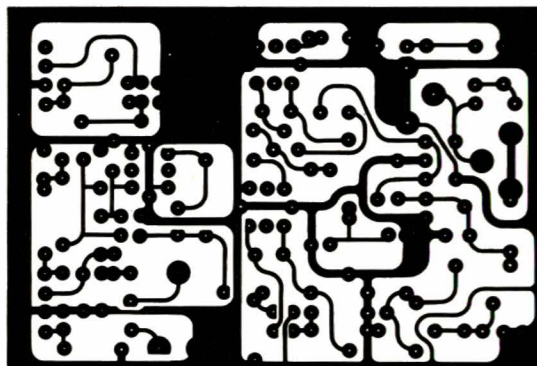
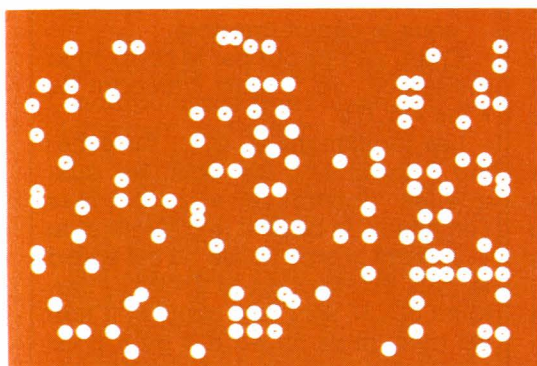
VCO) de notre circuit imprimé ; pour les diviseurs il s'agit d'un étage très classique d'adaptation construit autour de T_5 , un 2N918.

Il s'agit d'un montage original utilisant le SO42P qui, rappelons-le, est constitué d'un oscillateur et d'un mélangeur.

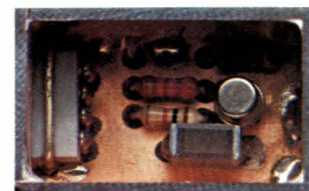
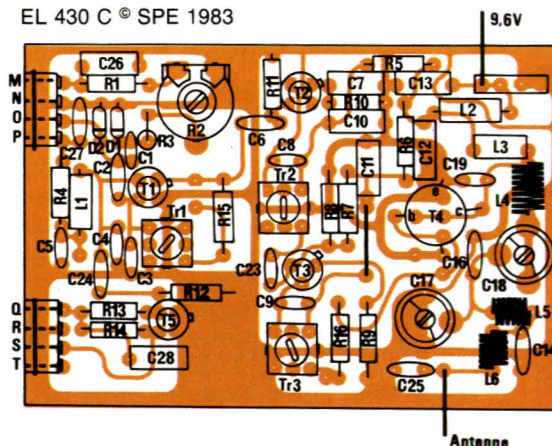
Ici l'oscillateur est adapté à multiplier par 3 la fréquence d'un quartz partiel 3, branché entre la broche 11

Réalisation

et la masse. Ce montage asymétrique d'oscillateur est plus simple, moins encombrant, n'a pas besoin de self pour activer l'oscillation, et s'accommode même de quartz taillés en fondamental dont il n'hésite pas à multiplier la fréquence par 3. Par exemple ici, en photo, notre tête HF 41 est équipée d'un down-mixer dont le quartz n'est pas un 30 720 kHz partiel 3 mais un quartz 10 240 fondamental qui donne le même résultat. En outre, si le quartz n'est pas tout à fait exact, on peut s'arranger pour rattraper jusqu'à 1 kHz la fréquence 30 720 pour que, si la fréquence de l'oscillateur synthé est elle-même bien réglée, on obtienne

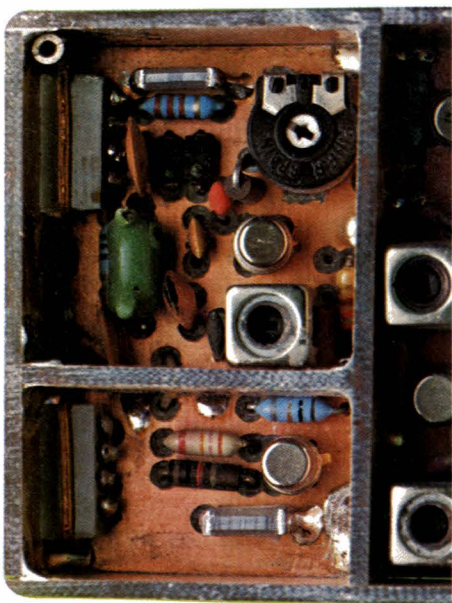


EL 430 C © SPE 1983



une erreur de quelques hertz seulement constante sur toute la plage de fréquence que la programmation d'une bande prévoit : en montant une petite capa d'ajustage entre la broche 10 et la masse, on ajuste la fréquence de sortie avec une grande précision.

Le couplage du mélangeur du SO42P avec l'émission HF est également un montage asymétrique :

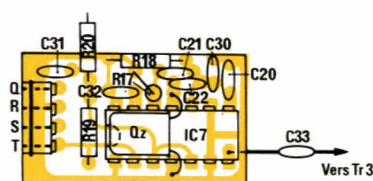
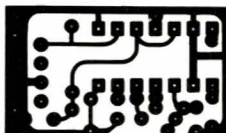


une petite capa de 1,5 pF est montée sous le circuit imprimé entre la résistance qui polarise la base du PA et la broche 7 du SO42, tandis que la broche 8 est reliée à la masse par une capa de 1 nF.

Enfin, plus classiques, deux résistances de 470 ohms assurent un meilleur gain de l'oscillateur tripleur ; le produit de mélange est prélevé à la broche 2 et envoyé au synthé par une capa de 82 pF.

Dernière remarque avant d'aborder la réalisation : TR₁, TR₂, TR₃ sont des pots HF TOKO 159 ou 509 qui ont pratiquement les mêmes caractéris-

Figure 8



Modification down mixer

tiques inductives, mais ont un brochage différent. Pour nous :

- avec le 159, il faudra placer les trois pattes du pot côté C_8 , C_9 , C_3 car l'accord sur la fréquence se fait sur le bobinage dont l'inductance est la plus grande,
- avec le 509, c'est l'inverse : on met le bobinage à deux pattes côté gate de T_1 , collecteurs de T_2 et de T_3

Sur le circuit imprimé, où les deux implantations sont prévues, il ne faudra pas se tromper à la mise en place ; en revanche pour les pots L₄ et L₅, les emplacements sont détrompés.

Pour les bobinages de sortie L_6 , il faut bobiner avec soin dans toutes les versions de tête HF : ils sont conçus pour permettre l'adaptation d'impédance à une antenne de 1 m 25 de long, 50 Ω .

La réalisation pratique

Les différents circuits imprimés font l'objet des figures 7, 8, 9.

Il s'agit toujours de circuit double face de 10/10 ou de 15/10 mm dont une des faces sert de plan de masse. Tous les trous par lesquels passent les pattes « chaudes » des composants doivent donc être fraisés avec une mèche de 2,5 à 3 mm pour des trous de 0,7 mm. Pour les trous plus grands, CV, résistances ajustables, il faudra fraiser des petits rectangles ; pour les lecteurs réalisant eux-mêmes leurs circuits, il faudra gar-

der côté soudures toutes les surfaces de masse, constituant, notamment pour les têtes HF, des flots évitant rayonnements et couplages indésirables. Toute la tête HF peut être blindée pour les codeurs qui n'aiment pas la HF, tels que le 5044 qui travaille en tension et non en courant.

On notera également que les têtes HF sont dessinées de manière à constituer 3 compartiments séparés par des cloisons : seules les capacités C_6 et C_{24} , et dans le cas du down-mixer la résistance R_{20} , passent par des échancrures à leur dimension exacte pratiquées dans le bas des cloisons. C_6 , C_{24} ou R_{20} doivent être soudées, comme tous les autres composants de la tête HF au plus près du circuit. Si l'on utilise un codeur pas trop chatouilleux en HF, on peut se limiter au blindage du VCO et du compartiment voisin (voir photo).

La tête HF est reliée au synthé par deux connecteurs 4 broches de n'importe quel type du moment que l'écartement des broches est de 2,54 mm ; néanmoins nous conseillons les connecteurs de marque MULTIPLEX particulièrement robustes et fiables, que tous les modélistes connaissent bien : on achète des connecteurs 5 broches et on ôte, en coupant le support plastique, la 5^e broche qui est nettement plus écartée que les autres : on colle le support plastique sur le circuit, on soude des queues de résistances entre broches et trous correspondant du circuit, puis pour renforcer la solidité on soude un étrier à cheval sur le support plastique et traversant le CI : du fil de queue de résistance de 10/10 mm fait l'affaire.

Pour les différentes têtes HF, les seules difficultés de câblage concernent :

- les bobinages à air de la tête 72 : constituées de 5 ou 10 spires jointives de fil émaillé 40/100, elles devront être fabriquées avec soin, en enroulant le fil jointif et serré sur une mèche de 4 mm ; près avoir décapé les extrémités, on soude le bobinage à 1 mm du circuit ;
- le down-mixer, lorsque l'on n'utilise pas les diviseurs : il est à l'étroit dans son compartiment : le QZ est placé suspendu au-dessus par ses deux pattes reliées par des queues de résistances ; une troisième queue de résistance finissant le trépied relie le boîtier du QZ à la masse, ce qui aide aussi à stabiliser le quartz en fré-

quence : à cet égard, il faut faire très attention en effectuant la soudure côté boîtier : en effet, la partie active du cristal est sous vide à l'intérieur du boîtier : la machine qui fait le vide par un petit trou ménagé au sommet du boîtier assure l'étanchéité en fermant le trou à l'aide d'une goutte de soudure à l'étain ; il faut donc commencer par repérer cette trace de soudure pour la laisser bien tranquille et souder la patte du trépied de l'autre côté du boîtier sans trop chauffer : il ne s'agit pas de faire le plein du quartz, cela ne mène pas loin ! Avant de mettre la cloison de blindage et le SO42, il ne faudra pas oublier de placer le condensateur de 1,5 pF sous le circuit imprimé.

Enfin, ne pas oublier le strap ou la résistance de 1 ohm amenant le « jus » à TR₃.

Les indications e, b, c, du schéma 7 indiquent les pastilles auxquelles doivent être raccordées l'émetteur, la base et le collecteur de T4 suivant le type utilisé : à cet égard le plus puissant est le 2N3553 ; certains BD137 sont peu actifs et il faut les trier, mais on en a 4 ou 5 pour le prix d'un 3553 ; quant au 4866, au-dessus de 500 milliwatts, il rendra l'âme si on fonctionne avec l'antenne de l'émetteur repliée.

La réalisation du circuit affichage synthé ne présente que peu de difficultés :

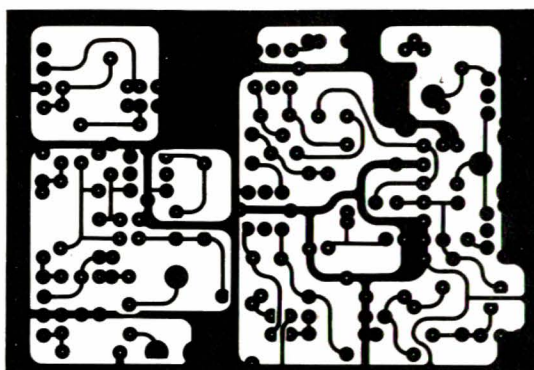
- l'EPROM et le 145151 sont comme dans nos réalisations précédentes placées sur des solides supports dont on n'a gardé que les montants plastique, afin de pouvoir placer les résistances de 100 K et le QZ 10240 et pour découvrir d'éventuelles anomalies, de pouvoir ôter IC₁ ou IC₂,
 - les résistances R₁ à R₁₁ sont placées debout et de telle manière que le fil venant d'une RC mette à la masse la broche de IC₁ et non pas le 5 volts, le 7805 n'étant pas chargé de jouer le rôle de fusible.
- Les 7805 et 7808 sont des régulateurs 1 ampère dont on a coupé le refroidisseur au ras du haut du plastique pour ne pas encombrer : seul le 7805 chauffe légèrement.
- R₂₃ est la seule résistance 1/2 watt utilisée, les autres sont des 1/4 watt,
 - l'échancrure rectangulaire pratiquée dans le circuit est destinée à mettre (comme montré sur la photo) les roues codeuses à proximité du CI de manière à avoir le moins possible de filasse

(ce qui est toujours nocif à proximité de la HF). On voit également que les roues codeuses ont été un peu « travaillées » : on a supprimé toutes les broches et les diodes qui n'ont ici aucun usage, en coupant avec une scie fine, maniée avec soin, les circuits imprimés des roues à 3 mm du châssis de la roue : on soude les fils directement sur les languettes de cuivre venant de A, B, C, D en évitant de les décoller par un chauffage excessif ou un coup de scie malencontreux. La Maison LEXTRONIC a mis aimablement à notre disposition un boîtier d'émetteur dernier cri dans lequel roues et modules logent très à l'aise,

- sur le circuit on a conservé 3 interrupteurs DIL, pour différentes manipulations que l'on peut ainsi effectuer facilement boîtier ouvert, lorsque l'on change la tête HF : en ce qui nous concerne, nous avons câblé le verrouillage par indication LED, la suppression du 5 volts pour diviseurs, aiguillage et adaptateur, lorsque l'on travaille en down-mixer, la commande de division par deux ou par quatre, mais il est facile de raccorder avec des straps n'importe quelle autre fonction que l'on substitue à une de celles que nous indiquons : par exemple la commande de PL pour inhiber les divisions en 27 MHz et dans ce cas aussi, la commutation à la masse de la broche 6 145151 pour avoir le pas de 5 kHz.

La LED n'est d'ailleurs pas très utile puisque dès que le VCO d'une tête HF sera réglé il n'y aura pas de retouches à effectuer comme dans notre montage précédent, et nous comptons en plus mettre un fréquencemètre très petit et ne travaillant qu'à la demande (toujours le problème de consommation) ;

- enfin on aura remarqué que le 74 LS 197 chevauche le 74LS00, nous nous sommes en effet arrangés pour que le plus grand nombre de pattes à raccorder tombent au même endroit (pattes 5, 7, 9, 14), les pattes non utiles du 197 sont éloignées ou coupées assez court pour ne pas toucher le LS00, la patte 8 du 197 est déportée par rapport à la patte 8 du 00, les pattes 5 et 6 du 197 sont court-circuitées entre elles ; de même PL et MR vont au 5 volts. Ne pas oublier le strap sous le LS00.



EL 430 D © SPE 1983

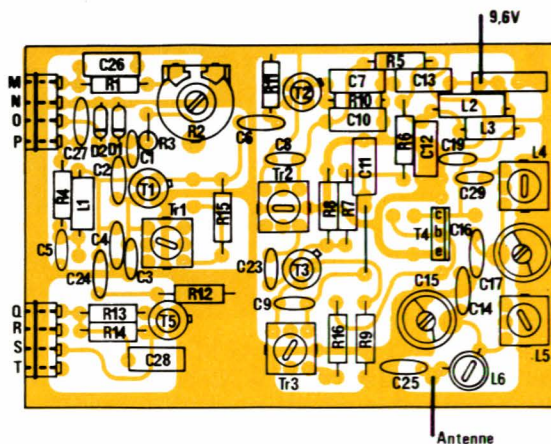


Figure 9

Il ne reste plus qu'à nettoyer les circuits à l'acétone, à les examiner à la loupe et à l'ohmmètre pour éliminer les court-circuits éventuels.

Les réglages

Ils sont des plus simples : si le câblage est bon, les divisions cohérentes, on obtient la fréquence affichée aux roues dès que le VCO de la tête HF ad HOC est réglé pour donner à la LED de verrouillage son intensité maximale ; on contrôle à l'os-

cilloscope que le signal à la broche 28 du 145151 est plat et ne donne pas les traits pointillés parallèles caractéristiques du déverrouillage. Si l'on n'obtient pas le verrouillage, vérifier qu'à la tête HF déconnectée du module synthé on a au VCO mis à 8 volts une fréquence proche de celle programmée ; ou alors vérifier au fréquencemètre qu'à la patte 1 du 145151 on a bien le résultat de la division de la fréquence de la tête HF ; en dernier recours on regardera aux 14 broches du 145151 celles qui sont au niveau logique 0 (0 volt ou



2,4 volts) et celles qui sont au niveau logique 1 (4,9 volts) et on comparera avec une des fréquences dont la programmation est donnée en début d'article.

Pour régler les pots HF et les CV, il suffit d'obtenir la déviation max. au champmètre en vérifiant simultanément au fréquencemètre que la fréquence est stable : c'est très facile.

Enfin, après avoir raccordé votre codeur n voies habituel au point de sortie M du module synthé, on met un récepteur calé sur la bonne fréquence sous tension, sa sortie HF précédant le décodeur étant reliée à l'oscilloscope ; en ajustant le potentiomètre R₂ on obtient immédiatement un signal identique à celui que vous aviez avec votre émetteur classique FM.

Enfin en ajustant C₁₄ à la bonne valeur comprise entre 33 et 40 pF (capa en parallèle) on règle la fréquence de sortie à 10 Hz près (prendre des condensateurs à coefficient de température négatif ou nul).

Conclusion

Il est quand même bien agréable, au lieu de se tromper une fois sur deux en déchiffrant le tableau indicateur des DIL, d'afficher et d'obtenir immédiatement ce que l'on veut, qu'il s'agisse d'un changement de 5 kHz ou d'un changement d'un mé-

précis, on est stupéfait de voir que l'erreur de 120 hertz que l'on a par suite d'un mauvais réglage ou d'une dérive en température de C₁₄ se retrouve à quelques hertz près qu'il s'agisse d'un saut de 5 kHz ou d'un saut de 1 MHz.

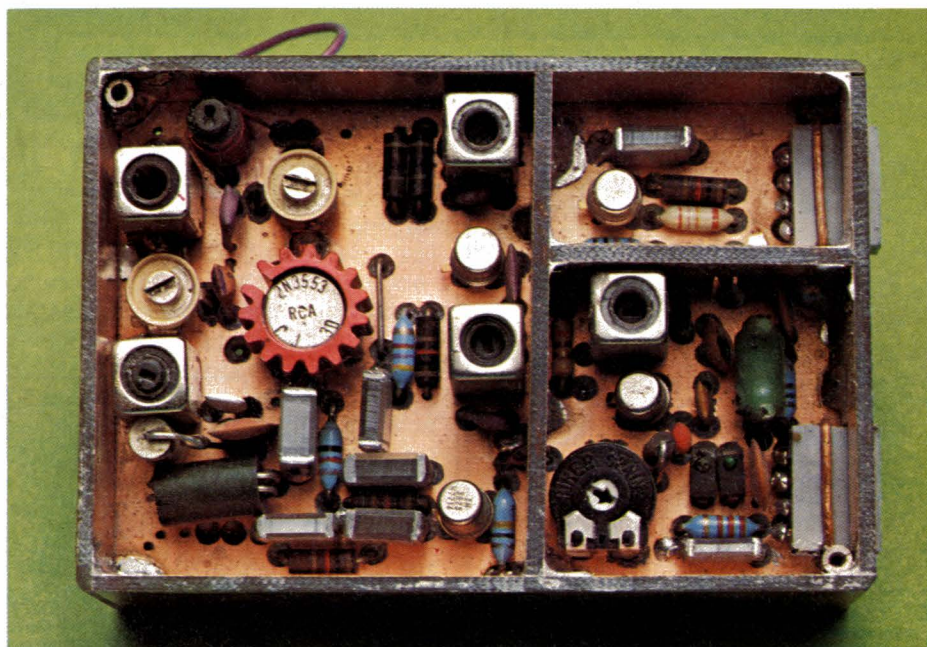
Alors sautez le pas vous aussi et construisez le « machin » !

Si par hasard vous n'êtes pas du tout modéliste, vous observerez cependant que notre système à EPROM particulièrement simple, souple d'emploi et peu gourmand en énergie, se prête facilement à de nombreuses autres applications en raison de sa programmation quasi universelle adaptée à tous les types de synthétiseurs utilisant des diviseurs par les puissances de deux.

Rien de plus simple que d'afficher

la programmation EPROM ne change pas et l'adjonction de la sixième roue codeuse facilite la manipulation des broches 23, 22, 25 du 145151.

Enfin, si l'on veut une division par 10 entre VCO et synthé pour avoir par exemple en sortie HF un pas de 10 kHz, il suffira de remplacer le 74LS197 par un 74LS196, diviseur par 10 compatible broche pour broche avec le 197 (que l'on peut donc monter à cheval comme le 197 sur le 74LS00) : on voit que dans ce cas le nombre N est de 14 400, si l'on s'arrange pour avoir un pas synthé de 0,1 kHz, quartz de 8 192 kHz et diviseur de référence 8192. De nombreuses autres combinaisons sont possibles pour obtenir une même fréquence sans changer la programmation EPROM.

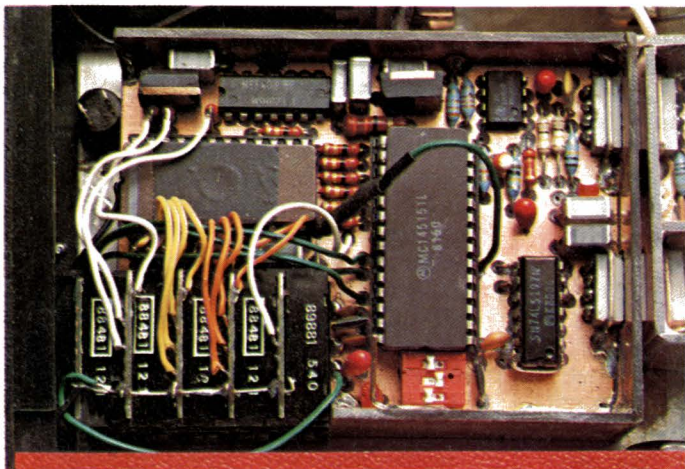


144 MHz au pas de 5 kHz avec un VCO en 36, un multiplicateur par 4 entre VCO et HF, un diviseur par deux entre VCO et synthé qui sera donc en 18 MHz : on prendra un pas synthé de 0,625 obtenu avec un quartz de 5 120 kHz et un diviseur de référence 8192.

Mais le synthé travaillant encore bien à 36 MHz à cause des signaux carrés sortant du 74LS00, on pourra aussi avoir un VCO en 72, le synthé en 36 et donc un pas synthé de 1,25 kHz avec QZ de 10240 et diviseur de référence 8192 : dans tous ces cas

Pour les modélistes, nous donnerons prochainement un article sur le codeur 7 voies avec couplage, mixage, et voies en S, qu'on peut adapter à notre émetteur comme à n'importe quel autre émetteur : enfin nous mettrons un petit fréquencemètre de contrôle dans l'émetteur : il vaut mieux en effet regarder ce qui sort de l'émetteur : par exemple si vous placez la tête HF 41 à down-mixer à la place de la tête HF 41 à diviseurs en oubliant de changer le brochage de la première roue codeuse et vous sortiez environ 43,400 kHz (synthé non verrouillé) en affichant 41 000 : mais si vous affichez 11 000 vous retombez sur 41 000, synthé verrouillé ; il y a donc des pièges et des erreurs à ne pas commettre dès que l'on change de tête HF...

(suite page 101)



gahertz tout rond ; quand on contrôle avec un fréquencemètre

1,25 kHz avec QZ de 10240 et diviseur de référence 8192 : dans tous ces cas

De nouveaux logiciels



pour l'Oric 1

Un ordinateur sans logiciels d'application n'est qu'une boîte remplie de composants inutilisables. Certes, il est toujours possible d'écrire par soi-même toutes sortes de programmes, mais la chose est plus ou moins facile selon la machine dont on dispose.

Le cas de l'ORIC 1 est particulièrement intéressant à analyser, compte tenu de l'intérêt qu'il suscite dans le monde de l'informatique individuelle.

Pour ou contre l'Oric 1 ?

Nul ne contestera que l'ORIC 1 est à l'heure actuelle la machine offrant le meilleur rapport possibilités/prix. C'est en effet le premier ordinateur de « l'après ZX-81 » à offrir pour un prix aussi réduit :

- une image couleur
- la haute résolution graphique
- un véritable synthétiseur sonore

- 16 ou 48 K RAM internes
- un clavier mécanique
- et... divers petits perfectionnements tels que télécommande du magnétophone, double vitesse de sauvegarde, prise pour chaîne HIFI, répétition automatique, clavier sonorisé, etc... L'acheteur de cette machine peut facilement constater « qu'il en a pour son argent » en lançant le programme

de démonstration fourni d'origine : aucune possibilité n'est vraiment laissée dans l'ombre !

Les choses se compliquent cependant lorsqu'il s'agit d'écrire un programme personnel...

Le débutant intégral appréciera à sa juste valeur le premier chapitre du manuel, qui réussit à « faire passer » rapidement les bases générales de l'informatique.

Hélas, une cruelle déception est au rendez-vous quelques pages plus loin : bien des instructions ne sont pas du tout expliquées, et celles qui le sont arrivent dans le plus complet désordre. Fort heureusement, il existe quelques publications capables de corriger ce défaut de jeunesse.

L'habitué du BASIC (Microsoft, Sinclair, ou autre) va, pour sa part, aller de surprise en surprise : la fonction CIRCLE trace des ellipses bien aplaties pour mériter le nom de cercles, alors que les codes annoncés comme devant inverser les couleurs du fond et du devant (FB = 2) restent complètement inopérants.

La fonction TAB ne fonctionne qu'à partir de 13, avec un décalage de 13 colonnes, alors que la variable TOTO sera refusée, de même que toute autre comportant quelque part dans son libellé, un quelconque mot-clé du BASIC (ON, COS, ABS, etc.). La fonction STR\$ ajoute un CHR\$ 2 en tête de la chaîne construite, ce qui ne manque pas de piquant lorsque VAL est utilisée plus tard...

Les défauts les plus graves apparaissent cependant lors de l'utilisation de l'interface cassette : si le système d'enregistrement-lecture est une merveille du genre, même à grande vitesse (le système TANGERINE s'accommode des pires cassettes sur les pires magnétophones avec les pires réglages !), en revanche l'exploitation du contenu d'une cassette sauvegardée dans les règles de l'Art réserve quelques surprises.

Pour commencer, les variables numériques ne sont pas sauvées en même temps que le programme qui les utilise, alors que les rechargements d'écrans préalablement sauvegardés sur une cassette, bloquent irrémédiablement la machine sur un compte-rendu de « mémoire pleine ». Bien sûr, le fameux bouton RESET, actionné au fond de son logement quasi-inaccessible, s'avère en l'occurrence parfaitement inopérant !

Et ce n'est pas tout, mais pas-sons...

Regardons les choses en face : ces défauts proviennent sans aucun doute de « bugs » commis lors de l'écriture un peu hâtive du programme contenu dans la ROM. Même si la découverte de ces comportements imprévus est irritante, il ne faut pas pour autant condamner la machine, comme certains acquéreurs l'ont fait un peu vite. Bien sûr,

la programmation personnelle s'en trouve compliquée, car il faut chercher des solutions pour « contourner » les défauts sur lesquels on bute.

Par contre, les logiciels achetés dans le commerce « tourneront » sans le moindre problème puisque leurs auteurs auront été contraints de chercher, et d'appliquer, ces mêmes correctifs. En fait, l'ORIC 1 nous paraît mieux adapté à un rôle d'ordinateur de jeu économique et performant, ou de machine de bureau utilisant des logiciels standards, qu'à un outil d'apprentissage de la programmation BASIC ou même assembleur (le 6502 n'est pas le microprocesseur le plus didactique !).

Parmi les derniers logiciels créés pour l'ORIC 1, nous avons testé « ENVAHISSEURS », « ORIC BASE » et « DESASSEMBLEUR ».

Envahisseurs

Voici un jeu très simple, peut-être un peu trop d'ailleurs, auquel la couleur, la haute résolution, et le son donnent une certaine allure. Les possibilités de l'ORIC auraient cependant supporté une mise en scène un peu plus élaborée. Les commandes accessibles au joueur sont très bien placées, puisqu'il s'agit de la barre d'espacement (pour le tir) et des deux touches fléchées externes.

Regrettons simplement le comportement « à répétition » de ces touches, qui demande une certaine habitude, et peut même devenir très gênant dans le cas d'un jeu rapide.

Les explications sont fournies, en français, par le programme lui-même, de façon suffisamment claire pour rendre inutile toute notice supplémentaire.

Bref, un jeu qui constitue une bonne introduction à l'usage récréatif d'un ordinateur individuel, mais

dont on se lassera sans doute assez vite, au profit d'un autre logiciel plus compliqué !

Oric Base

Un bruit a couru quelque temps comme quoi ORIC BASE serait un logiciel corrigeant les défauts de l'ORIC 1. En réalité, ce programme les contourne soigneusement dans le seul domaine du traitement et du stockage des fichiers.

Le dialogue avec l'opérateur a été traduit en français, mais pas les mots-clé du « langage ORIC BASE ».

En effet, ce logiciel transforme l'ORIC 1 en une véritable base de données extrêmement performante, mais dont l'interrogation se fait au moyen d'un langage particulier dont un exemple est donné dans le tableau ci-dessous.

Toutes les bases de données utilisent un tel langage, qu'il faut apprendre au même titre que le BASIC.

En fait, on ressent la même impression, face à un ORIC 1 exécutant ORIC BASE, que devant un terminal MINTEL relié à une base de données professionnelle. La seule différence est qu'ORIC BASE travaille sur des données introduites petit à petit par l'utilisateur lui-même, à qui ce logiciel permet de retrouver très rapidement le renseignement qu'il cherche, ou d'effectuer des classements sophistiqués.

Il s'agit-là sans aucun doute d'un logiciel professionnel, qui pourra servir à la gestion de stocks aussi bien qu'à la tenue d'un fichier clients, avec consultation de situations comptables et même édition automatique d'étiquettes adresse. On envisagera donc difficilement le particulier utilisant ORIC BASE pour gérer son petit agenda téléphonique !

Comme toutes les informations de la base de données résident en

```
FIND PART - NO - & ATR MOVE & TO QTY PRINT
QTY OF PART - NO HELD CR COSTING - S MOVE QTY TO ≠ 1
MULTIPLY # 1 BY COST PRINT # 1 CR
```

```
FIND NAME > 0 BEGIN MOVE 0 TO # 1
MOVE 0 TO # 2 ATRECORD ADD 1 TO # 1 ADD COST TO # 2 END
MOVE # 2 TO # 3 DIVIDE # 3 BY # 1 PRINT CR « TOTAL » # 2"
COUNT # 1 AVERAGE # 3 CR
```


RAM, il est bien sûr prévu des transferts sur cassette lors des mises en et hors service de la machine. C'est là que l'on appréciera la vitesse et la fiabilité de l'interface TANGERINE, qualités vitales pour ce genre d'utilisations.

Un manuel assez complet fournit toutes les indications nécessaires à une bonne utilisation du logiciel.

Désassembleur

Comme son nom l'indique, ce logiciel sert à **désassembler** du code machine présent indifféremment en RAM ou en ROM. En spécifiant une adresse de départ, on peut ainsi « traduire » des octets bien peu explicites en une liste de mnémoniques 6502 très clairement mise en page sur écran ou imprimante. On pourra regretter que les choses en restent là : les désassembleurs que nous avons l'habitude d'utiliser sur d'autres machines possèdent beaucoup de fonctions annexes dites de « debugging » (modification et transferts d'octets, lancement de routines avec point d'arrêt, etc...).

Egalement, les postulants à la programmation en langage machine auraient certainement préféré disposer d'un **assembleur**, mais nous ne doutons pas qu'un tel logiciel paraîtra prochainement ! En attendant, ORIC DESASSEMBLEUR sera surtout apprécié lors de tentatives visant à « espionner » et, qui sait, comprendre le contenu de la ROM de la machine. Les informations de nature à faciliter ce travail (variables système, par exemple) font cependant encore cruellement défaut.

Les possibilités quelque peu limitées de ce logiciel sont rattrapées par un prix inférieur à ceux habituellement pratiqués pour d'autres désassembleurs, et par un encombrement mémoire vraiment réduit. On peut donc globalement estimer qu'il s'agit d'un programme d'un bon rapport qualité/prix, à recommander à ceux qui veulent « tirer plus de leur ORIC ». Insistons cependant sur le fait qu'une bonne connaissance du langage machine du 6502 est un préalable indispensable, ce qui exige un travail non négligeable ! *

* Signalons à ce propos l'existence de deux excellents ouvrages parus chez Sybex sous la plume de M. Rodney Zaks :
— Programmation du 6502
— Applications du 6502.

Remarques générales

Tous les logiciels que nous avons eu l'occasion d'essayer sur l'ORIC 1 sont invariablement enregistrés, sur la cassette, en vitesse lente. Outre le fait qu'il faut penser à spécifier « S » dans l'ordre CLOAD de chargement, ce choix allonge notablement les opérations d'entrée en machine.

Ce sont très certainement des raisons de recherche de fiabilité qui ont poussé l'éditeur à agir de la sorte : un enregistrement « rapide » supporte fort mal la duplication industrielle !

Cependant, comme l'enregistrement « lent » est présent sur les deux faces de la cassette, nous conseillons à nos lecteurs de « récupérer » l'une de ces pistes (en obturant l'encoche de protection au ruban adhésif), pour y loger quelques copies à « grande vitesse ». Celles-ci, enregistrées « en direct », donneront toutes garanties de fiabilité, et une version lente restera disponible en cas de difficulté.

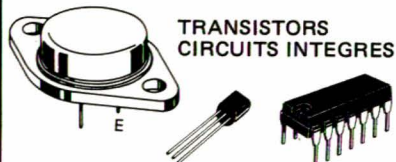
On appréciera tout spécialement cette amélioration avec ORIC BASE, car il s'agit vraiment d'un très long programme !

Patrick GUEULLE



SONEREL

33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21



TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRES

RESISTANCES METAL



POTENTIOMETRES
PISTE CERMET



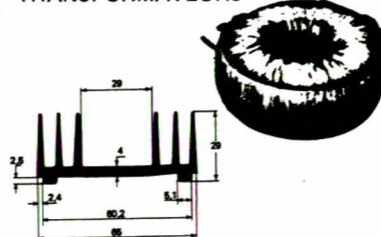
CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

**16 volumes
15 coffrets
de matériel**



L'ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

COMPRENDRE...

Dans les années à venir, l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous y prépare : c'est le Livre Pratique de l'Electronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de la théorie de l'électronique. Une œuvre considérable détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

FAIRE...

Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant une application immédiate. Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives.

SAVOIR...

Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.

16 VOLUMES QUI DOIVENT ABSOLUMENT FIGURER DANS VOTRE BIBLIOTHEQUE ET 15 COFFRETS DE MATERIEL

Le Livre Pratique de l'Electronique est l'association d'une somme remarquable de connaissances techniques (5000 pages, 1500 illustrations contenues dans 16 volumes reliés pleine toile) et d'un ensemble de matériel vous permettant de réaliser des appareils de mesure et un ampli-tuner stéréo.



eurotechnique

FAIRE POUR SAVOIR
rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

Renvoyez-nous vite ce bon

**BON POUR UNE
DOCUMENTATION GRATUITE**

à compléter
et à renvoyer aujourd'hui
à EUROTECHNIQUE
rue Fernand-Holweck
21100 Dijon

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part
votre documentation sur le Livre Pratique de l'Electronique. 09145

Nom _____ Prénom _____

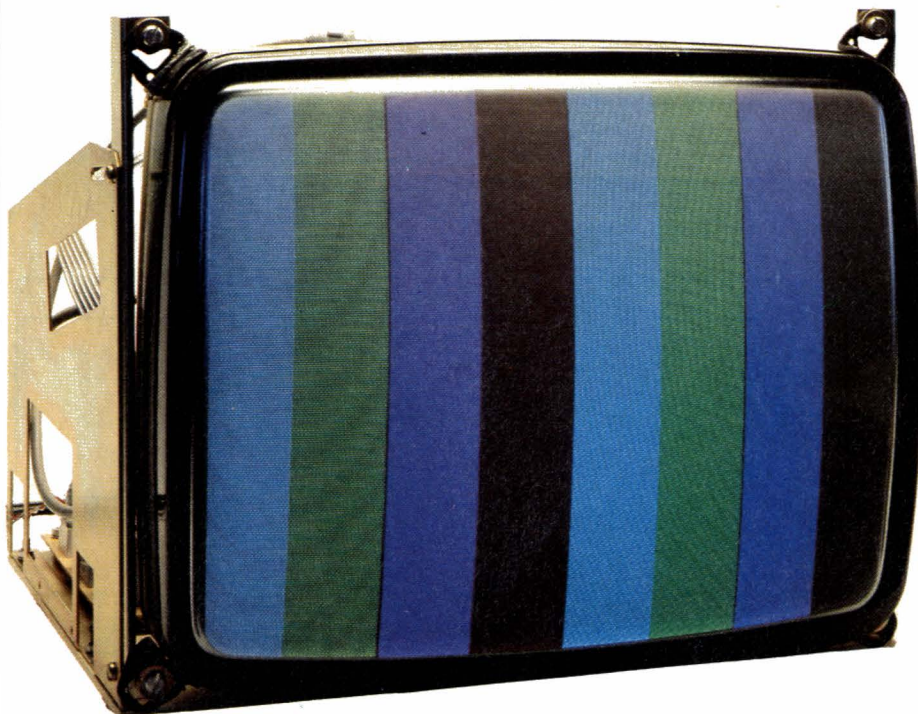
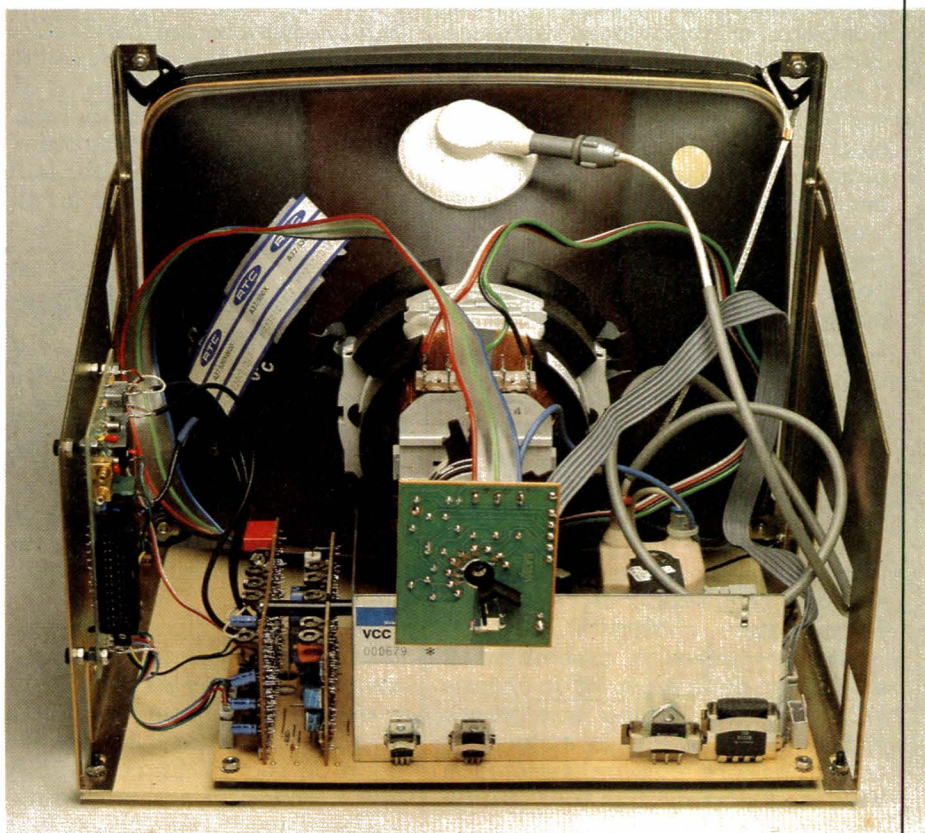
Adresse _____

Code Postal | | | | | Localité _____

Systeme TV multistandard : Le moniteur couleur RTC

Le moniteur couleur décrit dans ces pages est une réalisation industrielle RTC. Cette console de visualisation pourra être couplée à un des quelconques ensembles suivants : jeux vidéo, microordinateur, ensemble de réception à synthèse de fréquence associé au décodeur PAL/SECAM ou finalement magnétoscope et décodeur PAL/SECAM.

Nous verrons en détail que deux chemins aboutissent à la réalisation du moniteur : kit comprenant les cartes assemblées ou cartes imprimées et composants à assembler. La description de l'ensemble tube-déviateur succèdera à l'étude du synoptique et du schéma électrique. A ce stade nous posséderons tous les éléments pour



effectuer le montage et les divers réglages. La première partie de cet article s'achèvera par quelques modifications permettant la mise en service des entrées différence de couleurs, transformant ainsi le moniteur en récepteur TV. La deuxième partie sera consacrée au remplacement de l'alimentation à transformateur par une alimentation à découpage : carte RTC.

Étant donné que la description de l'ensemble nécessite de nombreuses explications pour une mise en œuvre correcte, la suite de cet article paraîtra dans le numéro d'octobre.

Les deux solutions proposées

Entre les deux solutions, celle du kit est évidemment la plus simple. Le kit se compose de toutes les cartes imprimées assemblées et de tous les câbles de liaison nécessaires au raccordement avec le tube, le déviateur et la boucle de démagnétisation — boucle elle-même fournie —. L'ensemble ainsi constitué est référencé châssis VCC 90.

La réalisation et l'assemblage des cartes imprimées s'adresse aux électroniciens confirmés. Les cartes proposées sont une copie conforme des cartes du châssis VCC 90 avec l'autorisation de la RTC. Sur ces cartes sont implantés des éléments bobinés RTC : transformateur de balayage ligne, transformateur de commande pour amplificateur ligne, bobine de correction de linéarité, etc. Ces composants bien spécifiques pourront être rassemblés et former un sous-ensemble de la même manière que le châssis VCC 90.

Le tableau de la **figure 1** récapitule les deux solutions qui ne diffèrent que par le choix de l'ensemble électronique : châssis VCC 90 ou cartes imprimées à assembler. Il s'agit donc de se procurer un châssis VCC 90 ou de réaliser son propre châssis VCC 90. Par la suite nous utiliserons donc toujours la référence VCC 90. L'alimentation sera fournie par un transformateur, torique de préférence, 220 V, 60 V, 70 VA. Une deuxième partie sera consacrée au remplacement du transformateur d'alimentation par une alimentation à découpage. Cette modification élimine une partie des composants du châssis VCC 90 et il est juste de lui consacrer quelques pages.

Le montage mécanique est assuré par deux flasques associées à deux montants en tôle d'acier cadmiée qui pourront être fournis avec le châssis VCC 90. Une plaque de PVC de dimensions 240 x 330 x 5 mm fera office de support pour le châssis VCC 90 et les flasques.

Notons qu'il existe des boîtiers plastiques, pour moniteurs équipés d'un tube de 12 ou 14 pouces : OKW distribué par la société OKATRON et BOPLA distribué par TEKELEC. Bien que le coût de tels boîtiers soit relativement élevé, nous pensons que le châssis VCC 90 associé au tube mérite un habillage qui offre outre une protection mécanique pour le tube, une protection électrique à l'utilisateur.

Le schéma synoptique du moniteur

Dans ce paragraphe, nous nous contenterons de l'énumération et du rôle des différents blocs du schéma synoptique présenté à la **figure 2**. Des explications plus précises seront fournies dans le paragraphe suivant consacré à l'étude du schéma de principe.

Suivant l'application envisagée, le tub peut être placé en longueur ou en hauteur. Dans les deux cas la lettre H désigne le côté le plus long de l'écran et la lettre V le côté le plus court de l'écran. En cas de disposition normale, H correspond alors à horizontal et V à vertical. Le schéma de la **figure 2** montre que le châssis VCC 90 reçoit deux tensions d'alimentation différentes : 60 V destinés à l'alimentation des circuits électroniques et 220 V pour l'alimentation de la bobine de démagnétisation.

Une alimentation non régulée de l'ordre de 7,5 V alimente le circuit

TDA 2593 qui délivre alors des impulsions de ligne activant le préamplificateur et l'amplificateur horizontal fonctionnant grâce à une tension de 135 V fournie par l'alimentation à découpage recevant la tension provenant du secondaire du transformateur. L'impulsion retour ligne fournit, classiquement, toutes les autres tensions nécessaires au fonctionnement des circuits du VCC 90. Une tension de + 12 V stabilisée prend le relais de l'alimentation de 7,5 V pour le circuit TDA 2593 et alimente en outre le circuit TDA 2655B : oscillateur trame et amplificateur de sortie trame, le circuit TDA 3501 traitement des signaux vidéo et les préamplificateurs d'entrée vidéo. L'alimentation de 25 volts est destinée à l'amplificateur trame et l'alimentation de 200 volts n'est utilisée que pour les amplificateurs vidéo.

L'entrée est constituée par les quatre informations : Rouge, Vert, Bleu, Synchro H + V. Les préamplificateurs vidéo permettent l'adaptation du châssis à des signaux de polarité directe ou inverse. Le circuit intégré TDA 3501 traite les informations R, V, B, alignement au niveau du noir, réglage du contraste et de la lumière et comprend les préamplificateurs attaquant les amplificateurs vidéo.

Le schéma synoptique rend compte de l'important nombre de réglages. Le potentiomètre d'ajustage de la tension de sortie de l'alimentation à découpage est immobilisé par une goutte de vernis. Ce réglage a été effectué en usine avec un transformateur de 60 V RMS et ne devra pas en principe être modifié. Les composants permettant le réglage de l'amplitude et de la linéarité horizontale sont des bobines, tous les autres éléments de réglage

Figure 1 - Tableau récapitulatif des deux solutions proposées

	KIT	ASSEMBLAGE TOTAL
électronique de commande	châssis VCC 90	— cartes imprimées — composants spécifiques (sous ensemble) transfo de balayage transfo driver ampli ligne bobine de correction potentiomètre de FOCUS etc... — composants traditionnels R, C, T, CI, etc.
Ensemble Tube + Déviateur	A 37 590 X/06T tube déviateur ensemble indissociable (collé)	A 37 950 X/0620
Transformateur d'alimentation	P 220 V S : 60 V 70 VA ou alimentation à découpage	P : 220 V S : 60 V 70 VA ou alimentation à découpage
Mécanique	— 2 flasques + 2 montants tôle acier cadmiée — 1 plaque PVC 240 x 330 x 5	— 2 flasques + 2 montants tôle acier cadmiée — 1 plaque PVC 240 x 330 x 5

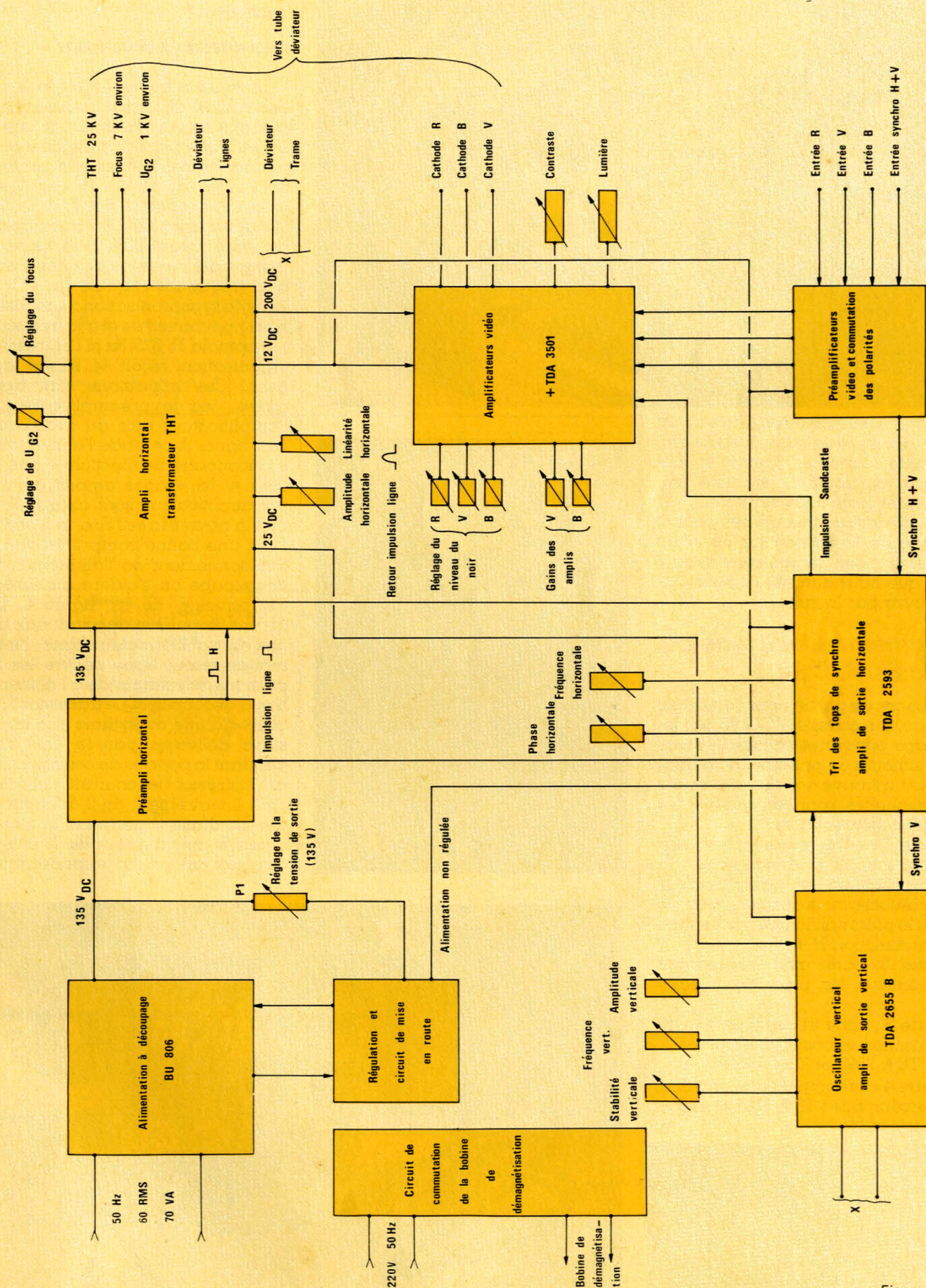
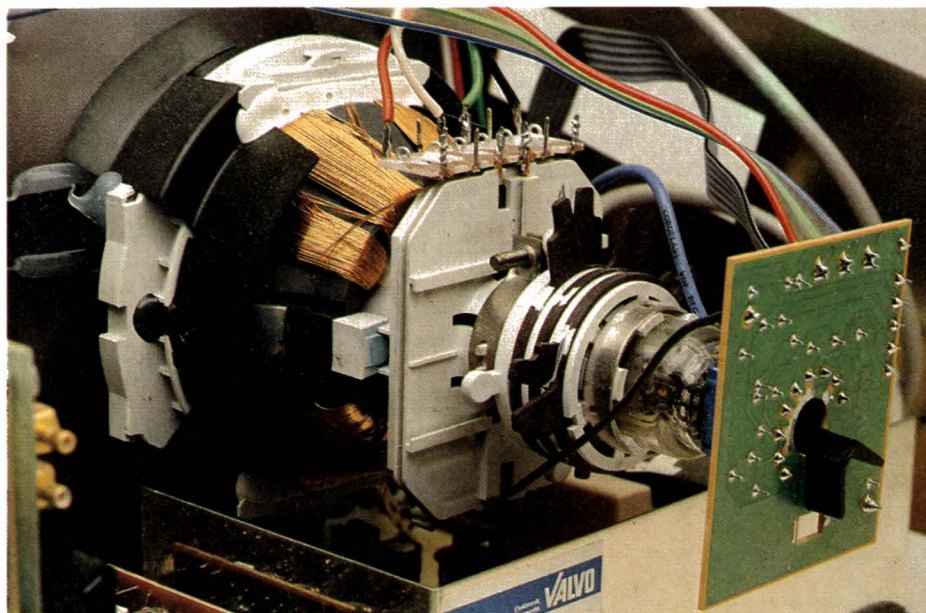


Figure 2



sont des potentiomètres : niveau du noir, gain des amplificateurs, contraste, lumière, phase et fréquence horizontale, stabilité fréquence et amplitude verticale.

Les potentiomètres utilisés pour le réglage de la tension de G_2 et du Focus sont des composants spécifiques que nous aurons l'occasion de découvrir par la suite.

Le schéma électrique du châssis VCC 90

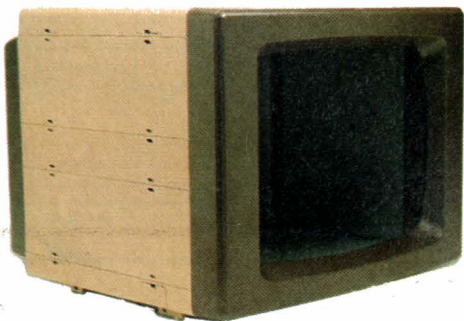
Nous avons gardé pour l'étude du schéma du châssis VCC 90 le découpage par cartes comme le montre le schéma de principe de la figure 3. On retrouve donc quatre cartes sur lesquelles sont regroupées les fonctions élémentaires.

Carte 1 : carte mère accueillant l'alimentation à découpage, le préamplificateur et l'amplificateur ligne associé au transformateur de THT et le préamplificateur de l'entrée synchronisation H + V.

Carte 2 : carte culot comportant les éléments de protection : éclateurs.

Carte 3 : carte tri des tops de synchronisation et base de temps verticale, TDA 2593 et TDA 2655B.

Carte 4 : préamplificateurs vidéo, processeur vidéo TDA 3501 et amplificateurs vidéo.



La carte mère - carte numéro 1

Alimentation à découpage

La tension de 60 V RMS issue du secondaire du transformateur d'alimentation est redressée par le pont D_{16} et filtrée par le condensateur C_2 donnant ainsi une tension continue de l'ordre de 80 V. Un régulateur sommaire constitué par T_2 et D_3 délivre une tension de 7,5 V qui alimente le circuit intégré TDA 2593. Le circuit intégré délivre alors des impulsions à la fréquence centrale du VCO si l'entrée synchronisation du moniteur n'est pas connectée et à la fréquence horizontale 15 625 Hz si l'entrée synchronisation reçoit le signal adéquat. Ces impulsions sont appliquées, via le préamplificateur, à l'amplificateur puis au transformateur ligne. A ce stade l'alimentation à découpage ne fonctionne pas encore et les étages amplificateur et préamplificateur sont alimentés en 80 V à travers la self S_1 et la diode D_2 . Pour une bonne compréhension du fonctionnement de l'alimentation à découpage on s'aidera du schéma de principe de la figure 4. Dès qu'une impulsion apparaît aux bornes du transformateur ligne, l'information retour ligne délivre les impulsions de commande à l'alimentation à découpage. Le transistor T_1 est court-circuité au rythme des impulsions délivrées par le TDA 2593, pendant la période de conduction de ce transistor le courant collecteur croît linéairement de 0 à 2,5 ampères. La diode D_2 redresse la tension obtenue au collecteur de T_1 et le filtrage est assuré par le condensateur

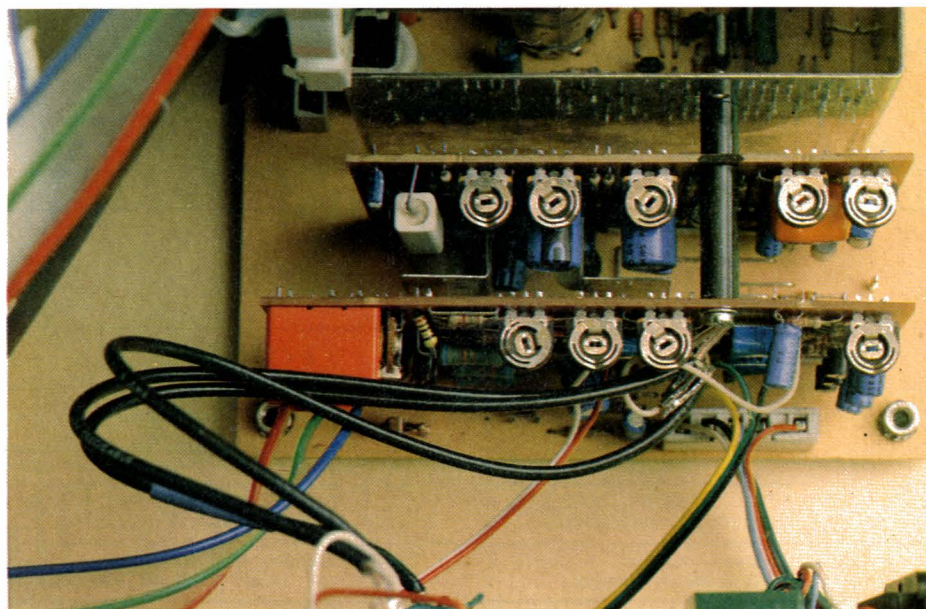
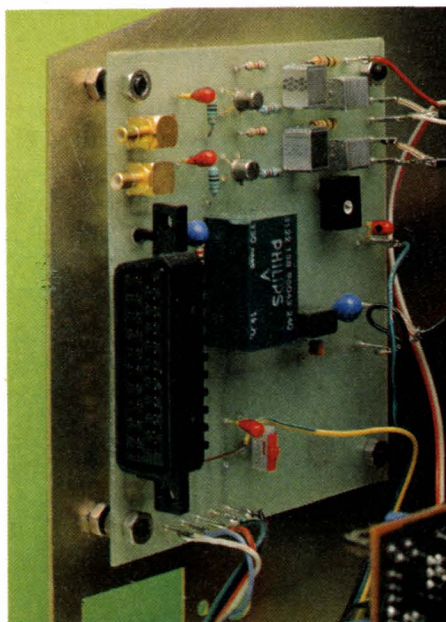
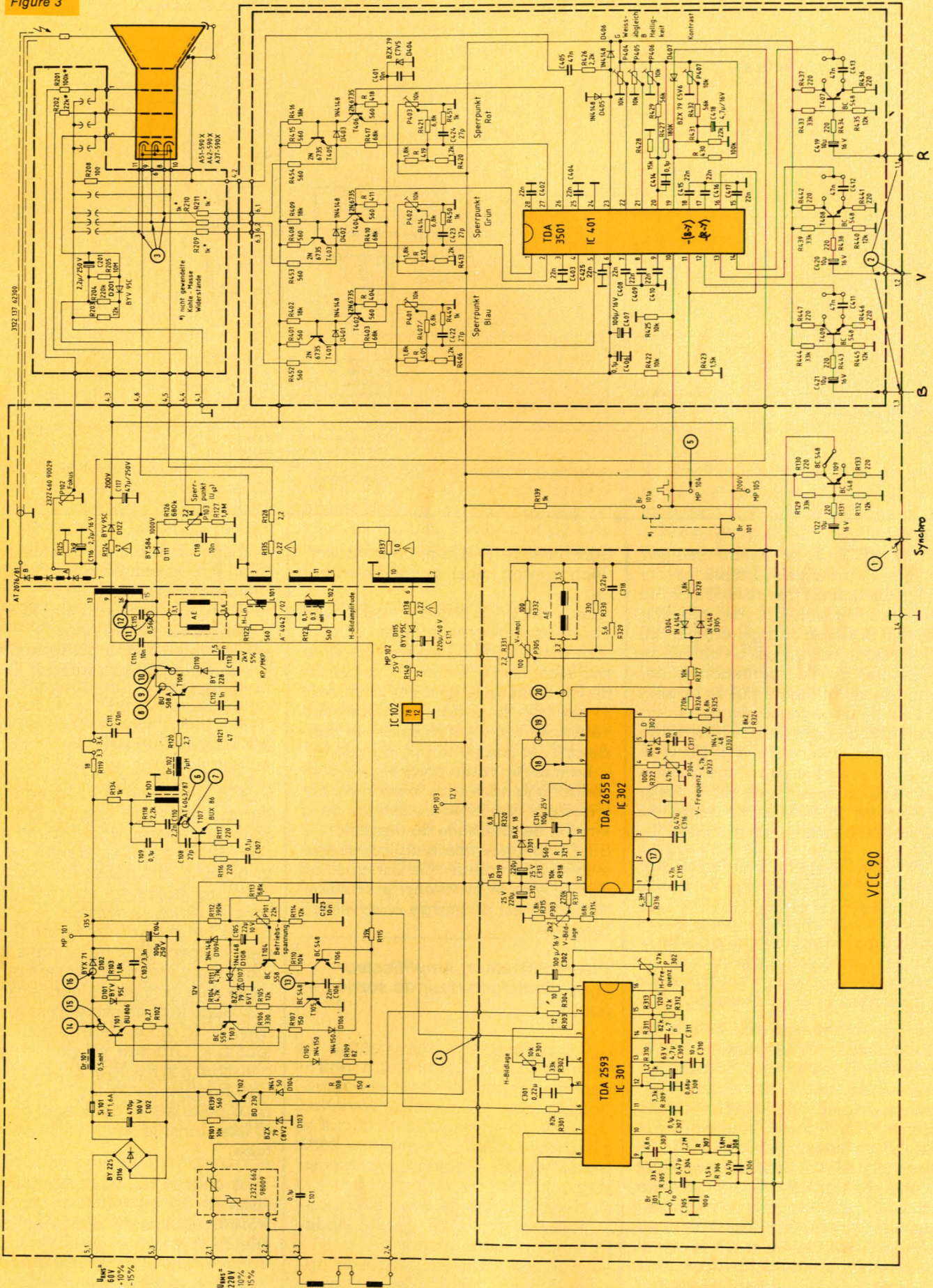


Figure 3



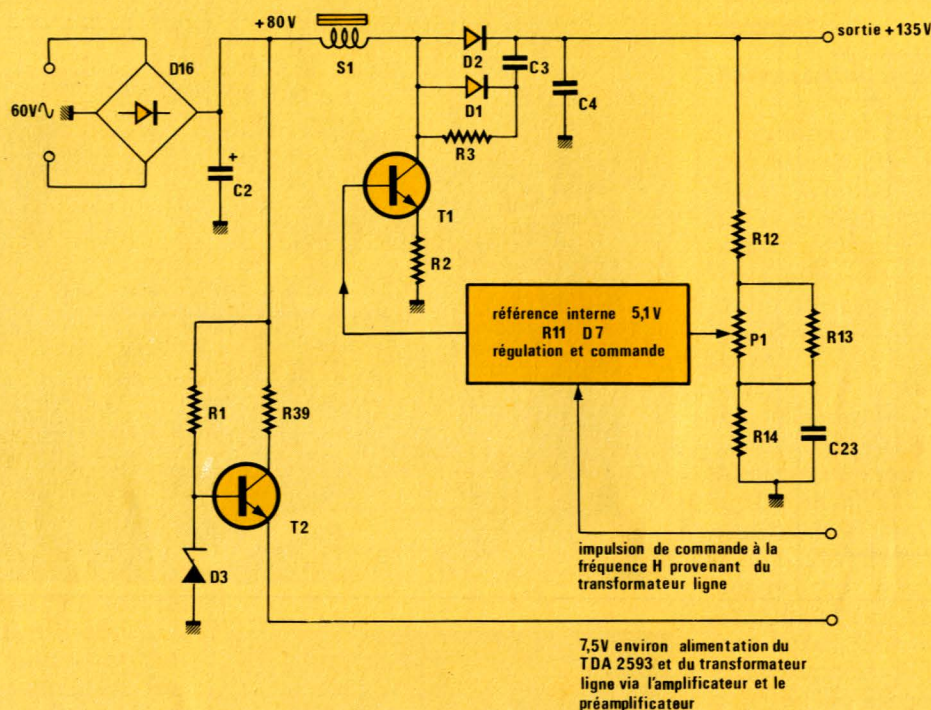


Figure 4

C_4 : 100 μ F/25 V. Le réseau créé par D_1 , R_3 et C_3 réduit les surtensions lors de l'extinction du transistor T_1 . On se reportera au schéma de principe général donné à la figure 3 par les explications suivantes. Le circuit de régulation de l'alimentation à découpage est alimenté par la tension de 12 V délivrée par le régulateur du type 7812. Le pont diviseur constitué par les résistances R_{12} , R_{13} , R_{14} et P_1 assure le prélèvement d'une fraction de la tension de sortie de 135 V. Cette fraction de la tension de sortie est appliquée à la base du transistor T_4 .

L'émetteur de T_4 est polarisé par une tension constante de 6,2 volts, déterminée par la diode Zener D_7 . La tension de base de T_4 fixe alors le courant collecteur et la rapidité de la charge du condensateur C_6 . La charge de C_6 est donc contrôlée par le transistor T_4 et la résistance R_{10} .

Dès que la tension aux bornes du condensateur C_6 dépasse 0,6 V le transistor T_5 est saturé. T_5 étant saturé, le transistor T_3 l'est aussi et l'impulsion de commande est appliquée au transistor T_1 via la résistance R_{106} qui limite le courant de base de T_1 . Le passage de l'état conducteur à l'état bloqué du transistor T_1 est accéléré grâce à une impulsion négative, fournie par un enroulement auxiliaire, et transmise par les résistances R_{37} et R_7 et la diode D_7 . Au même moment, une impulsion de retour ligne positive appliquée à travers R_{15}

à la base de T_6 sature ce transistor, déchargeant ainsi le condensateur C_6 .

La base de T_6 reçoit en outre une information représentative du courant traversant T_1 , tension générée par le courant collecteur, aux bornes de R_2 . Lorsque le courant traversant T_1 est trop important, l'information véhiculée par D_5 et R_9 sature le transistor T_6 et stoppe le pilotage de T_1 .

La mise en route progressive, succédant à la mise sous tension est obtenue par une lente croissance de la tension de référence du transistor T_4 , due à la présence d'un condensateur de forte valeur : C_5 . Lorsque l'on déconnecte le moniteur, le condensateur C_5 est déchargé à travers la diode D_9 .

Préamplificateur, Amplificateur ligne, Transformateur de sortie lignes

On se reportera au schéma de principe de la figure 5 qui représente le préamplificateur et l'amplificateur ligne. Ce circuit de déviation à transistors correspond au circuit le plus universellement employé dans les téléviseurs. Ce circuit se compose de :

- deux bobines de déviation montées en parallèle dont l'inductance résultante vaut L_d ;
- d'un condensateur C_{15} qui est appelé condensateur de correction de S ;

- d'une inductance d'arrêt L_P qui est en fait constituée par le primaire du transformateur ligne ;
- d'un condensateur C_{13} dit condensateur de retour ;
- d'un interrupteur presque parfait constitué par le transistor T_8 et la diode D_{10} .

La diode D_{10} est souvent appelée diode de récupération.

Le condensateur de correction de S : C_{15} détermine la linéarité du début du balayage jusqu'à la fin : le courant traversant le déviateur variant de $-I_{max}$ à I_{max} . La self L_1 corrige la linéarité du début du balayage jusqu'au milieu, le courant traversant le déviateur variant de $-I_{max}$ à 0. Les courbes de la figure 6 montrent l'aspect du courant dans le déviateur et la forme de la tension présente aux bornes du condensateur C_{12} . Cette tension est redressée et filtrée par la diode D_{11} et le condensateur C_{18} . Grâce à un pont diviseur constitué par R_{26} , P_3 et R_{27} , on prélève une fraction de la tension obtenue pour polariser la deuxième grille G_2 et fixer ainsi le seuil d'extinction du tube.

La charge de collecteur du transistor T_8 est en fait le primaire du transformateur de lignes en parallèle avec le circuit de déviation. Ce transformateur comporte quatre secondaires dont trois sont utilisés. Le premier, précédemment cité, délivre

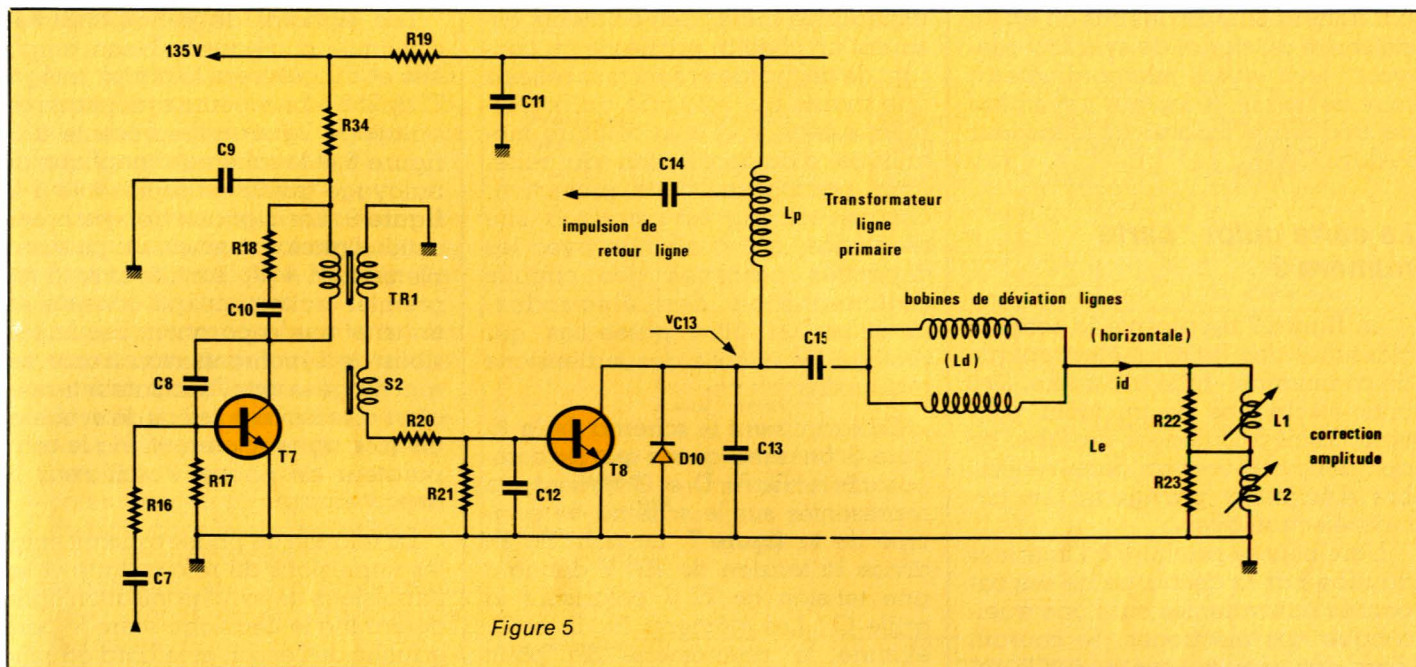


Figure 5

une impulsion, en phase avec l'impulsion de retour ligne, destinée au blocage du transistor de l'alimentation à découpage. Le deuxième enroulement, broches 1 et 3 du transformateur, délivre, au travers des résistances R_{28} et R_{35} , la tension de chauffage des filaments du tube. Le dernier enroulement utilisé broche 7 et point B comporte une prise intermédiaire notée A. Les points A et B correspondent aux deux puits du transformateur ligne quelquefois appelé transformateur THT. La THT, environ 25 kV, est disponible au point B et la tension de concentration destinée à la troisième grille est prélevée sur le potentiomètre P_2 . Ce potentiomètre de puissance fait partie des composants spécifiques, ainsi que le câble de liaison puits du transformateur, THT tube comme nous le verrons en fin de cet article.

La tension présente au collecteur du transistor de l'amplificateur lignes T_8 est divisée grâce à une prise intermédiaire au primaire du transformateur ligne. Cette tension est redressée et filtrée par la diode D_{22} et le condensateur C_{17} . On obtient alors, aux bornes du condensateur C_{17} , la tension de 200 V alimentant les amplificateurs vidéo fréquence commandant les cathodes R, V, B du tube.

Le premier enroulement comporte une seconde prise, la tension présente à la broche 6 est redressée par la diode D_{15} et filtrée par le condensateur C_{21} . La tension mesurée au point test MP 102 vaut 25 Volts = et sera utilisée pour l'étage final du balayage trames. Un régulateur

courant du type 7812 reçoit la tension de 25 V et délivre la tension de 12 V nécessaire au fonctionnement de tous les circuits d'entrée et du système de régulation de l'alimentation à découpage.

Le préamplificateur ligne

Le préamplificateur ligne est constitué par le transistor T_7 chargé en son collecteur par le primaire du transformateur TR_1 . Ce circuit de commande appelé souvent étage driver assure l'interfaçage entre l'oscillateur de ligne et l'étage final. On remarque que lorsque T_7 est saturé, T_8 est bloqué et le fonctionnement du système est dit alterné. La self S_2 améliore la rapidité de coupure du courant collecteur de T_8 . La résistance R_{16} limite le courant de base du transistor T_7 . Le réseau R_{18} , C_{10} limite

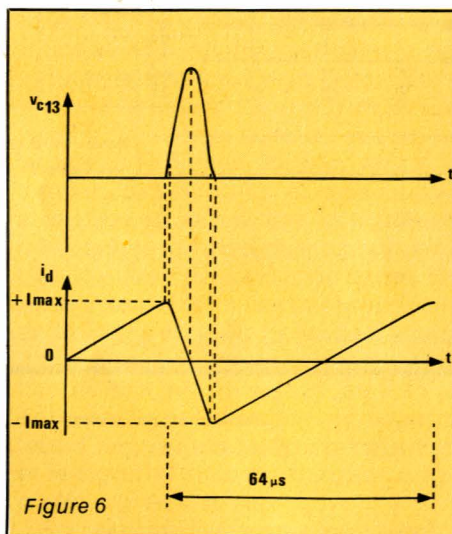


Figure 6

la tension collecteur crête du transistor T_7 et les condensateurs C_8 et C_9 modifient la forme des impulsions.

Nous avons donc vu, dans ce paragraphe, le rôle de l'étage de balayage ligne ; rôle principal : fournir au déviateur ligne un courant en dent de scie et rôle secondaire alimentation à découpage auxiliaire fournissant les tensions nécessaires au fonctionnement de la quasi-totalité des autres étages.

Le préamplificateur d'entrée de synchronisation

Ce préamplificateur constitue le dernier sous-ensemble, situé sur la carte-mère, que nous analyserons. Le principe du circuit commandant la bobine de démagnétisation étant regroupé avec les explications fournies sur l'ensemble tube/déviateur. Ce préamplificateur ne comporte qu'un composant actif : le transistor T_9 . Un cavalier permet de prélever l'information de sortie sur l'émetteur ou sur le collecteur. Les résistances de charge de collecteur et d'émetteur étant égales $R_{30} = R_{33} = 220 \Omega$, le gain vaut - 1 lorsque le collecteur constitue la sortie et + 1 lorsqu'il s'agit de l'émetteur.

Le châssis VCC 90 est livré avec le cavalier en position gain - 1. Cette position correspond à un signal vidéo composite positif appliqué à l'entrée synchronisation. Bien évidemment si l'on dispose d'un signal vidéo ou signal de synchro négatif la position du cavalier sera inversée. Il ne sera, en général, pas nécessaire de modifier la position du cavalier

car dans la plupart des cas on est en présence du signal de synchro adéquat : jeux vidéo, microordinateur, mire de barres, récepteur à synthèse de fréquence associé au décodeur PAL/SECAM.

La carte culot : carte numéro 2

La figure 7 représente le schéma classique des liaisons électronique de commande - tube trichrome. Des arcs électriques destructeurs pouvant naître à l'intérieur du tube, on doit donc disposer un certain nombre d'éclateurs protégeant les circuits électroniques.

L'arc peut se produire à l'intérieur du tube par la décharge de ses capacités équivalentes sur l'une quelconque des électrodes, le courant d'arc doit ensuite revenir sur le revêtement extérieur du tube. Pour assurer une bonne protection, toutes les électrodes sont munies d'éclateurs. Dans certains cas le filament fait l'objet d'une protection différente qui consiste à isoler parfaitement le circuit et à le protéger par un condensateur de 0,1 μ F, qui, durant la décharge se comporte comme une

impédance nulle. Ces éclateurs assurent un chemin privilégié au courant de décharge et sont tous reliés à une masse qui retourne au revêtement extérieur et à la ceinture métallique d'autoprotection du tube. Pour parachever cette protection, chaque éclateur est associé à une résistance, qui combinée avec les capacités parasites des circuits d'alimentation des électrodes, constitue un filtre passe-bas qui protège les circuits des surtensions résiduelles.

En examinant le schéma de la figure 3, on remarquera que les composants R_3 , R_4 , R_5 , D_1 et C_1 ne sont pas représentés sur le schéma de principe de la figure 7. Le pont R_3 , R_4 divise la tension de 200 V donnant une tension de 12 V polarisant la grille G_1 . Les éléments R_5 , D_1 et C_1 élimine le phénomène de point blanc au milieu de l'écran lors de l'extinction du moniteur. En effet à l'extinction, la charge du condensateur C_1 s'écoule lentement à travers la résistance R_5 .

La carte synchronisation TDA 2593 et balayage trame : carte numéro 3

Les signaux de synchronisation appliqués à la base de T_9 sont amplifiés et dirigés vers le circuit intégré TDA 2593. Le schéma synoptique du balayage ligne est représenté à la figure 8 et le schéma synoptique du balayage trame est représenté à la figure 9. Les signaux de synchronisation lignes + trames, ou plus simplement H + V, sont soumis à un premier traitement qui consiste en un tri et une séparation. Les impulsions de synchronisation trame seront dirigées vers l'oscillateur trame, alors que les impulsions de synchronisation ligne piloteront, via le comparateur de phase, l'oscillateur ligne.

La relation de phase existant entre les impulsions de retour ligne et les impulsions de synchronisation ligne détermine le décalage entre le bord gauche de l'écran et le bord gauche de l'image.

Cette relation de phase se manifeste donc par un déplacement horizontal de l'image qui peut être modifiée par une action sur le potentiomètre P_1 . Ce circuit intégré TDA 2593 délivre en outre l'impulsion « Sandcastle » nécessaire au fonctionnement du processeur vidéo TDA 3501.

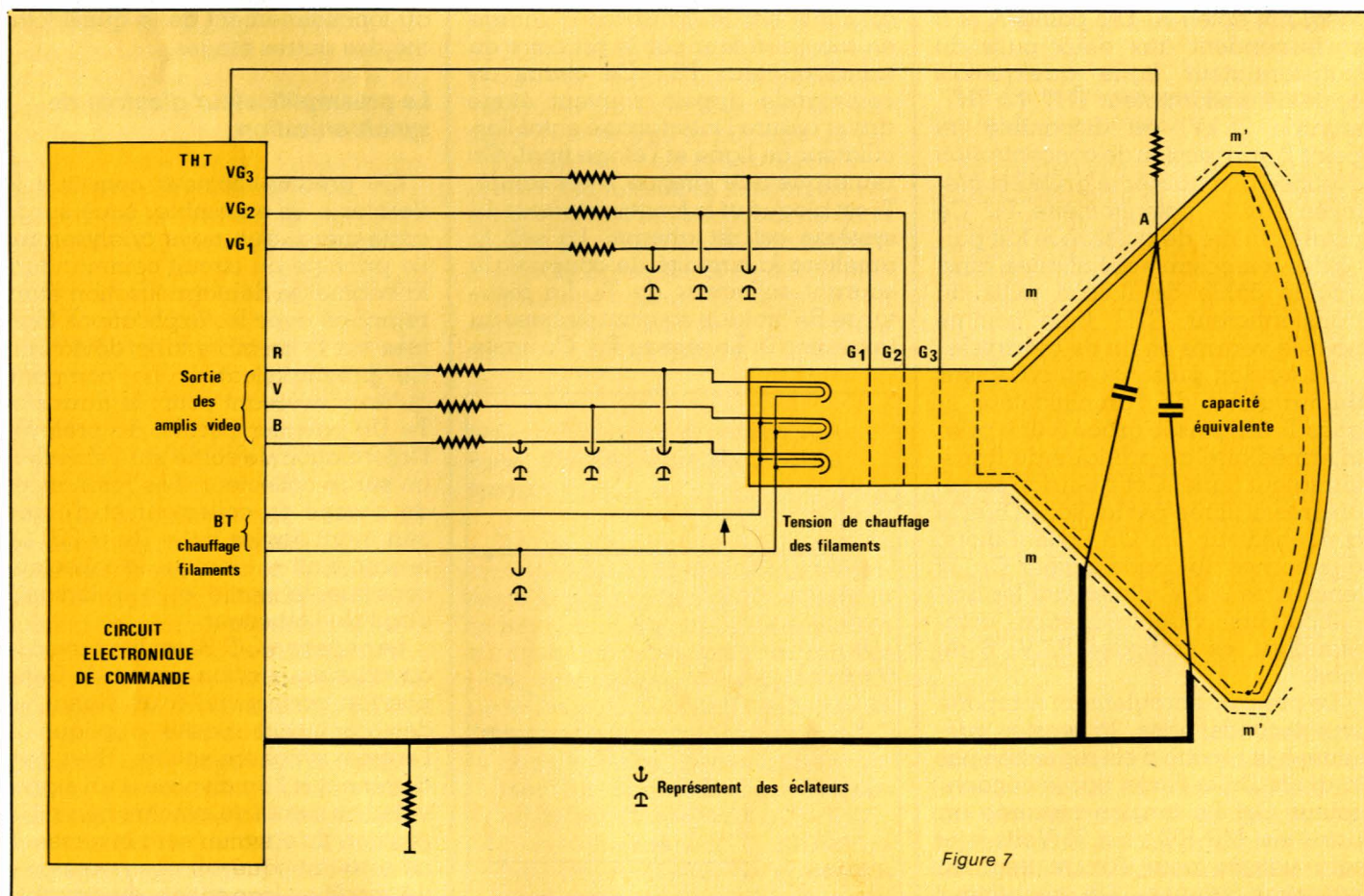


Figure 7

Le circuit intégré TDA 2593

Le circuit intégré TDA 2593, comme le montre le schéma synoptique de la figure 10, réalise un grand nombre de fonctions :

- oscillateur de lignes,
- comparateur de phase entre les impulsions de synchronisation et la tension d'oscillation validée par impulsions internes,
- comparateur de phase entre les impulsions de retour lignes et la tension d'oscillation,
- détecteur de coïncidence assurant l'élargissement de la plage de capture,
- commutateur de caractéristiques du filtre dans le cas de l'utilisation d'un magnétoscope,
- séparateur de synchronisation avec circuit de suppression de parasites,
- trieur d'impulsions de synchronisation,
- générateur d'impulsions d'effacement de retour lignes et de sélection des salves d'identification couleur adapté aux circuits de décodage TDA 3500 ou TDA 3501,
- circuit de décalage de phase de l'impulsion de sortie,
- étage de sortie à alimentation séparée permettant l'attaque directe des circuits à transistors ou à thyristors,
- circuit de protection supprimant l'impulsion de sortie en cas de tension d'alimentation trop basse.

La fréquence centrale de l'oscillateur ligne est déterminée par les composants R_{12} et C_{11} ; elle peut être calculée en appliquant la relation $1/f_0 = k \cdot R_{12} \cdot C_{11}$ où k est une constante spécifique du circuit intégré qui vaut 1,13. On voit qu'en adoptant les valeurs suivantes : $R_{12} = 12 \text{ k}\Omega$ et $C_{11} = 4,7 \text{ nF}$, on obtient 15 625 Hz à mieux que 5%. On peut cependant éliminer l'erreur due à l'imprécision des composants R_{12} et C_{11} en ajoutant un système d'accord fin. La fréquence centrale de l'oscillateur peut être modifiée en injectant un courant à la broche 15. La valeur de ce courant est déterminée par la résistance R_{13} et le potentiomètre P_2 . Le taux d'accroissement de la fréquence en fonction du courant vaut environ 30 Hz par microampère.

Le comparateur de phase entre les impulsions de synchronisation et la tension de sortie de l'oscillateur ligne, commande, en courant, l'oscillateur ligne. Le comparateur de phase entre la sortie de l'oscillateur

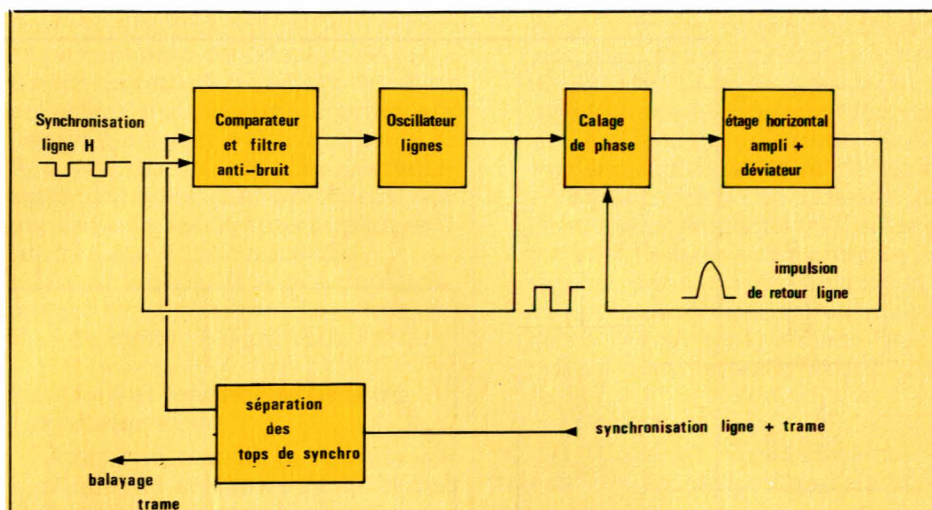


Figure 8

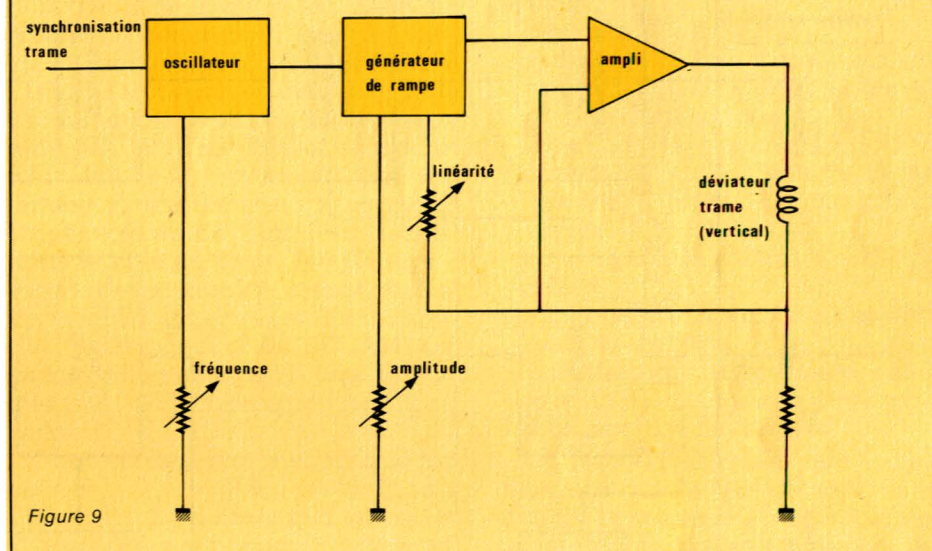


Figure 9

et l'impulsion de retour ligne détermine une relation de phase entre les deux signaux appliqués aux entrées. La phase entre le signal de synchronisation et le signal de l'oscillateur local est commandée par le comparateur ϕ_1 , la phase globale entre la modulation vidéo fréquence et la déviation horizontale sera déterminée grâce à un second comparateur. Ce deuxième comparateur maintient constant le temps moyen entre la tension d'oscillateur et une impulsion mise en forme dont la durée est déterminée par les passages à zéro de l'impulsion de retour de lignes ; la phase totale est alors indépendante de la forme et de l'amplitude de cette impulsion. Lors de la conception du circuit intégré, un retard de 0,45 μs entre le signal d'entrée du séparateur d'impulsions de synchronisation et le signal d'attaque du tube image a été pris en compte.

La relation de phase globale entre

le milieu de l'impulsion de synchronisation et le milieu de l'impulsion de retour ligne vaut par ce circuit 2,6 μs . Cette valeur peut être modifiée par une injection d'un courant supplémentaire à la sortie du comparateur de phase : broche 5 du circuit intégré. L'injection de ce courant est assurée par la résistance R_2 et le potentiomètre P_1 représenté au schéma de la figure 3. Comme le reste du circuit est complètement indépendant de l'impulsion de retour de lignes et du circuit de commande du 2^e comparateur de phase, le réglage du cadrage ligne peut aussi être effectué de cette façon. Les impulsions de synchronisation lignes sont délivrées à la broche 3 et ont une largeur de 14 μs fixée par la mise à la masse de la broche 4.

Le signal composite négatif ou impulsions de synchronisation positives est appliqué à l'entrée du circuit par un couplage capacitif C_4 . Le cou-

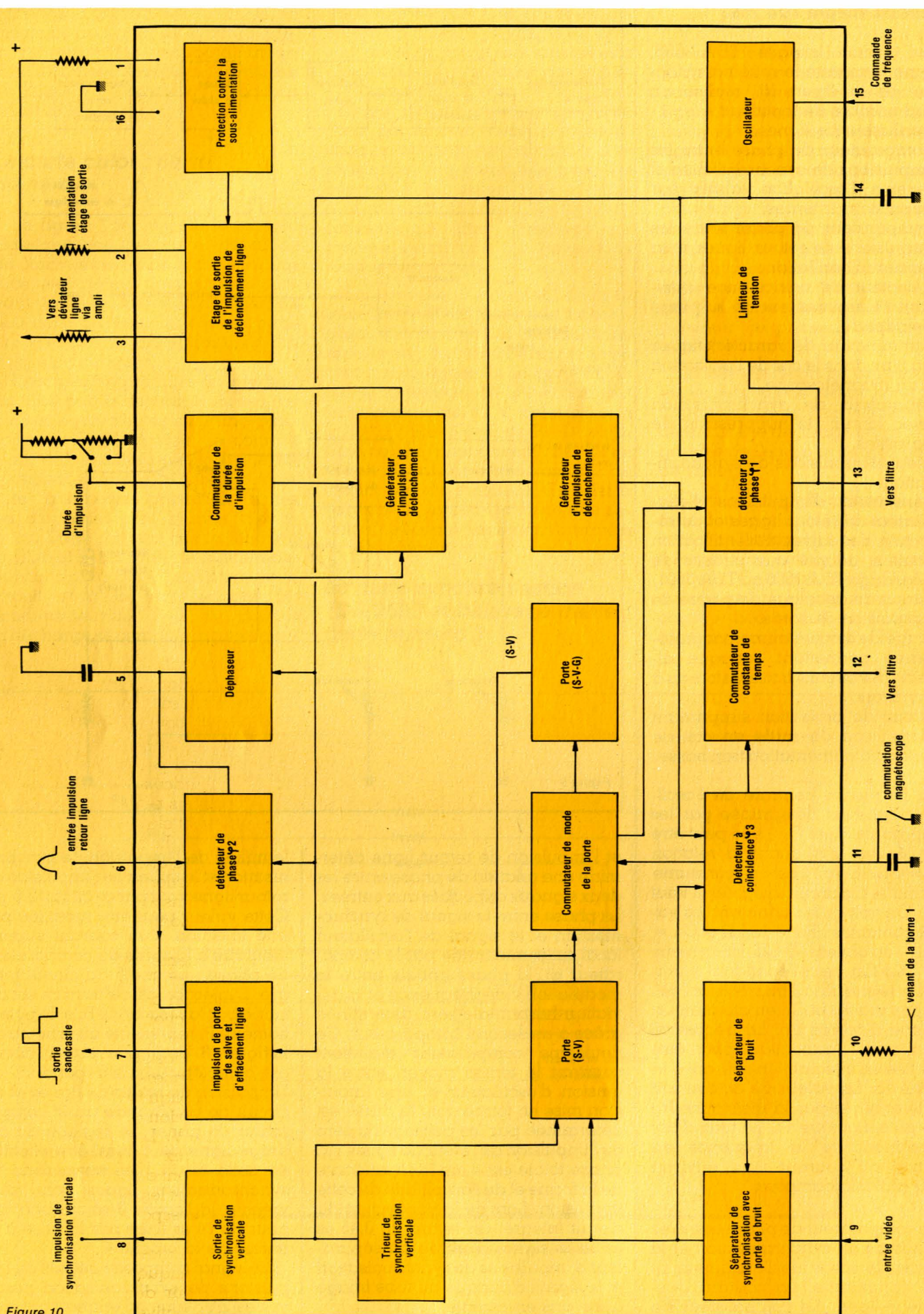


Figure 10

rant d'entrée est limité intérieurement pour améliorer les performances du circuit dans des conditions défavorables de réception — signaux faibles ou signaux bruités —. L'entrée du séparateur de bruit utilise le même type de circuit que l'entrée du séparateur de synchronisation.

Ce circuit est un détecteur d'amplitude de parasites à couplage d'entrée capacitif C_6 . En présence de parasites le signal de sortie est bloqué ϕ . Le séparateur de synchronisation verticale est complètement intégré et ne nécessite aucun composant extérieur. Les impulsions de synchronisation verticale ou trame sont envoyées au processeur vidéo et au TDA 2655 B : oscillateur et amplificateur trame.

Le circuit intégré TDA 2655 B

Le circuit intégré TDA 2655 B reproduit le schéma synoptique de la figure 9. Tous les circuits nécessaires au fonctionnement de la déviation trame sont intégrés. L'amplificateur de sortie est protégé contre les surcharges et les court-circuits.

On trouve à la broche 5 la sortie d'impulsion d'effacement active en cas de défaillance du système, coupure ou déconnexion du déviateur, cette impulsion est superposée à l'impulsion « Sandcastle ». Trois tensions d'alimentation sont utilisées par le circuit intégré. La tension de 25 V destinée à l'amplificateur de sortie, la tension de 12 V destinée à l'alimentation et au cadrage ainsi que l'alimentation de 200 V divisée par le pont R_{13} , R_{15} et P_3 .

La fréquence verticale est ajustée par le truchement du potentiomètre P_4 , l'amplitude verticale grâce au potentiomètre P_5 et le cadrage vertical par P_3 .

Grâce à la résistance R_{24} , l'impulsion « Sandcastle », impulsion à deux niveaux, est modifiée en une impulsion à triple niveau.

La carte préamplificateurs et amplificateurs vidéo : carte n° 4

Les signaux vidéo R, V, B sont des signaux analogiques ou logiques ayant une amplitude comprise entre 0,5 et 2,0 volts. Ces signaux sont appliqués aux entrées 1, 2 et 3 du connecteur numéro 1 et attaquent les préamplificateurs. Chaque préamplificateur est rigoureusement identique au préamplificateur de la

voie de synchronisation. A la sortie, la permutation du condensateur de liaison, connecté à l'émetteur ou au collecteur du transistor, permet de passer d'un gain + 1 à un gain - 1. A la livraison, les condensateurs sont connectés aux émetteurs des transistors et les signaux appliqués à l'entrée seront donc positifs.

Les sorties des trois préamplificateurs sont dirigées vers les entrées R, V, B du circuit intégré TDA 3501.

Structure et fonctionnement du processeur vidéo

Comme le montre le schéma synoptique de la figure 11 le circuit TDA 3501 est un circuit intégré assez complexe utilisé dans les récepteurs de télévision de la nouvelle génération. Ce circuit commande les amplificateurs de sortie vidéo. Il est directement compatible avec les circuits intégrés décodeur SECAM TDA 3520 et décodeur PAL TDA 3510 et compatible avec les circuits décodeur SECAM TEA 5630 et décodeur PAL TEA 5620 moyennant une interface simple consistant en deux amplificateurs de gain - 1 décrits dans le numéro de juillet. On trouvera la description et l'utilisation des circuits RTC en se reportant à l'article : « Décodeur PAL/SECAM en circuits intégrés » paru dans le numéro 27 d'Electronique Applications.

Nous verrons par la suite, que les entrées : Y, - (B-Y), - (R-Y) du TDA 3501, dans l'exemple qui nous préoccupe, sont court-circuitées et invalidées par l'action fixe sur la commande commutation rapide, les modifications permettant de rendre, à ce circuit, toutes ses fonctions seront expliquées dans un des derniers paragraphes. Le moniteur VCC 90 n'utilise en fait que les entrées d'insertion R, V, B. Notons tout de suite que les commandes de contraste et lumière agissent sur les signaux présentés à ces entrées ce qui n'est le cas que sur un très petit nombre de téléviseurs ou même de moniteurs.

Pour décrire le fonctionnement du circuit intégré, on est amené à définir deux niveaux du noir.

- Le niveau du noir vrai qui est un niveau fixe auquel sont clampés les signaux d'entrée, les signaux résultant du matricage et les signaux RVB auxiliaires.
- Le niveau du noir artificiel correspondant à un niveau variable qui dépend de la commande de lumière. Ce niveau est inséré sur les trois voies R, V, B, durant le tour ligne ; or les étages de sortie

étant clampés durant le même temps à un niveau fixe, on fait varier de la sorte la valeur moyenne de la tension vidéo sur les amplificateurs de sortie, réalisant ainsi la commande de luminosité. Le schéma de la figure 12 illustre ces définitions qu'il est nécessaire de bien saisir puisque le réglage des « cut off » (extinction) ne peut être réalisé correctement qu'en ayant parfaitement compris le fonctionnement des circuits.

Le circuit intégré TDA 3501 contient donc les éléments permettant de réaliser les fonctions suivantes :

- commande de saturation agissant sur les entrées de différence de couleur,
- matricage du signal V-Y à partir des mêmes signaux,
- matricage R, V, B à partir des entrées (R-Y), (V-Y), (B-Y) et du signal de luminance,
- insertion de données R, V, B contrôlée par la tension appliquée sur l'entrée de commutation rapide — broche 11 —,
- commande de contraste et de lumière,
- effacement et insertion du niveau du noir artificiel,
- amplification différentielle commandant les étages de puissance vidéo en boucle fermée.

On trouve finalement une entrée décodeur qui permet de séparer le signal « Sandcastle » à trois niveaux en impulsions de retour trames, retour lignes et clamp (alignement) — broche 10 —. Le circuit intégré comporte en outre une entrée pour le circuit de protection : circuit limiteur de courant de faisceau crête particulièrement utile lors de l'affichage de caractères.

Le potentiomètre P_4 règle le gain de la voie vert, P_5 le gain de la voie bleue, le gain de la voie rouge est fixe et une action sur P_4 et P_5 détermine le blanc. Le potentiomètre P_6 règle la luminosité et P_7 le contraste. Ces deux derniers réglages sont obtenus en appliquant aux broches 20 et 19 une tension continue comprise entre 2 et 4 V. Les sorties R, V, B, destinées aux amplificateurs de puissance, sont disponibles aux sorties 26, 1 et 4 et les entrées de contre-réaction correspondantes aux broches 27, 2 et 5.

Les trois étages de puissance vidéo sont identiques et nous n'utiliserons pour leur description que les références relatives à la voie rouge. L'amplificateur de puissance est

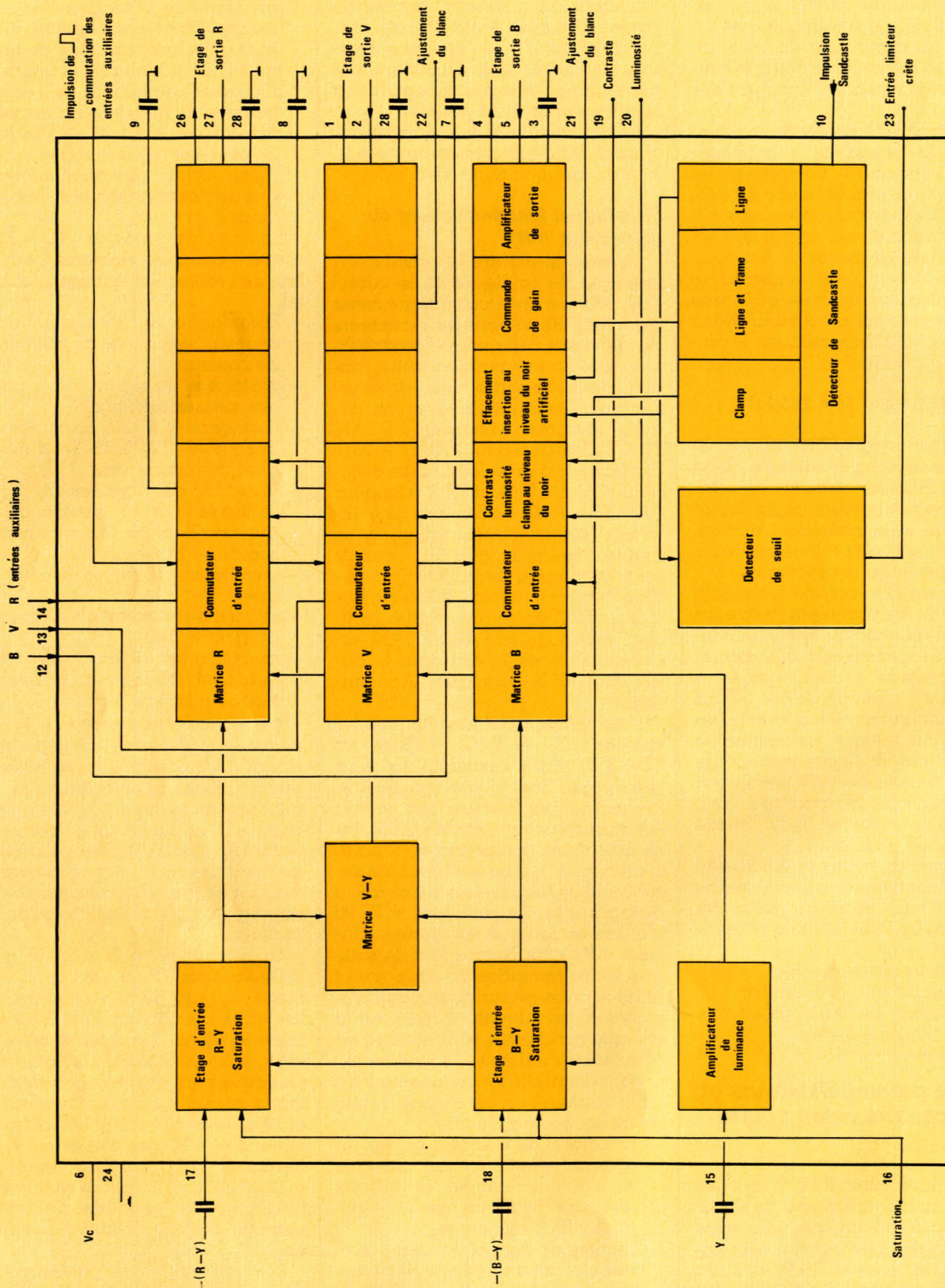


Figure 11

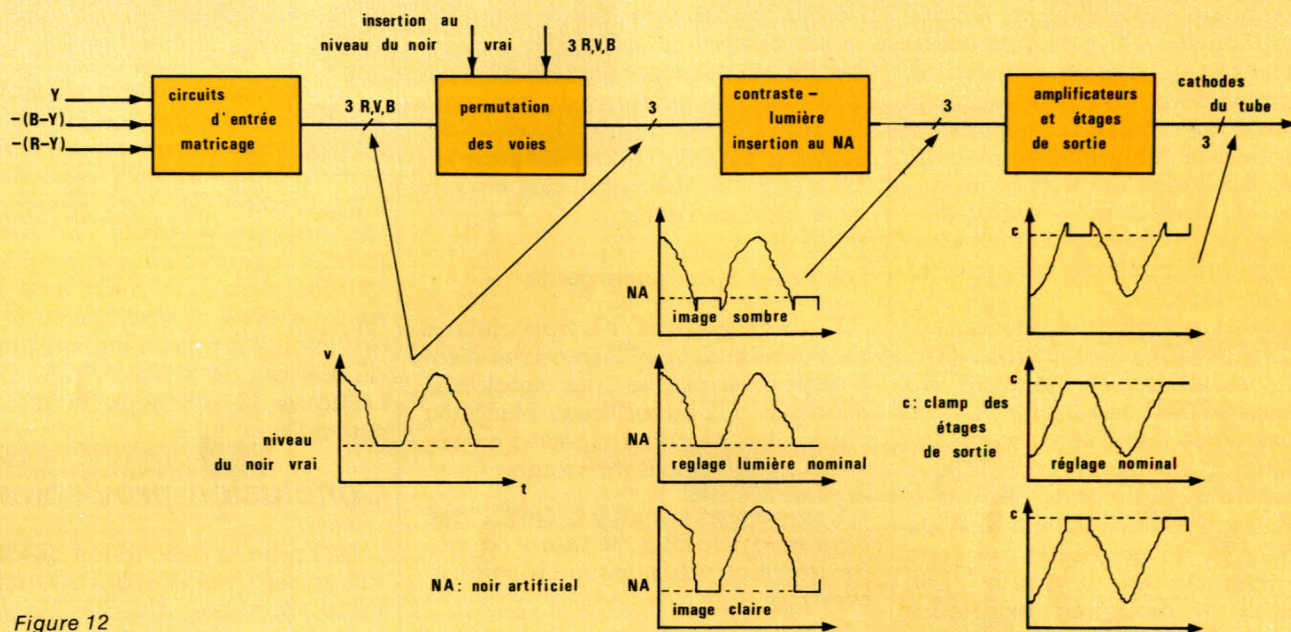


Figure 12

constitué de deux transistors T_6 et T_5 et fonctionne en classe AB. Le transistor T_6 est monté tel un étage classique émetteur commun. Sa charge de collecteur est constituée par R_{16} , T_5 et D_3 . T_5 est monté en collecteur commun qui permet par sa faible impédance de sortie sur l'émetteur de charger rapidement les capacités parasites de la charge — capacités parasites constituées par la capacité parasite de la cathode et les diverses capacités de câblage —. On obtient ainsi une égalité des temps de montée et de descente.

Ce montage, en classe AB, est préférable à un montage en classe A où la dissipation est beaucoup plus importante. Les résistances R_{17} , R_{19} et R_{20} font partie du réseau de contre-réaction qui améliore la bande passante et la linéarité de l'amplificateur final tout en fixant son gain qui dépend du rapport des résistances R_{17}/R_{20} . Le niveau du noir est réglé par le potentiomètre P_3 qui agit sur le réseau de contre-réaction. L'alignement du palier du noir est effectué dans le circuit intégré en prenant comme information la tension de contre-réaction présente au point commun R_{17} , R_{20} .

Pour chacune des voies R, V, B, la bande passante à -3 dB vaut environ 5 MHz. Considérons comme entrée, l'entrée du préamplificateur R par exemple : base de T_7 ; le signal de sortie est alors prélevé sur la cathode du tube ; extrémité de R_{34} non relié au transistor T_6 . Les transistors employés dans les étages de puissance sont du type 2N6735 mais

ils peuvent être remplacés, sans aucune autre modification, par des transistors BF 469.

Notons que l'architecture de ces étages vidéo fréquence diffère nettement de celle employée sur la plupart des moniteurs. Dans la majorité des cas, on trouve entre les entrées R, V, B et les cathodes du tube image un simple amplificateur constitué de quatre transistors par voie. Il est alors impossible de disposer d'un potentiomètre unique pour le réglage du contraste. On doit alors modifier le gain de chaque étage en essayant de conserver l'équilibre du blanc. En ce point, le moniteur RTC a donc une supériorité sur certains produits bon marché.

Le tube image

Le moniteur est constitué, comme nous l'avons dit, du châssis VCC 90 et bien sûr d'un tube. Le prototype réalisé, visible en couverture, est équipé d'un tube RTC de référence : A37-590X/0620. La lettre A indique qu'il s'agit d'un tube TV, les deux chiffres suivants déterminent le format : 37 cm (12 pouces), les trois chiffres suivants caractérisent la déviation : 90°, la lettre X indique qu'il s'agit d'un tube couleur et 0620 représente la référence du déviateur associé à ce tube.

Il peut paraître surprenant d'utiliser un tube couleur TV pour un moniteur destiné à la microinformatique mais remarquons simplement que le coût d'un tube haute résolu-

tion représente le triple du coût d'un tube TV. Actuellement les moniteurs, destinés au marché grand public sont tous équipés de tube TV.

Bien que notre but ne soit pas une description détaillée et théorique du tube à image, il nous a semblé nécessaire de lui consacrer quelques lignes. Les lecteurs intéressés pourront, pour de plus amples explications, consulter le Nouveau Guide de la Télévision en couleur du SCART dont nous nous sommes largement inspirés pour l'écriture des lignes suivantes.

Le tube à masque perforé

Dans les premiers tubes de ce type, les trois canons étaient disposés à l'intérieur du col aux sommets d'un triangle équilatéral centré sur l'axe géométrique du col. Cette disposition est dite en delta et les trois axes de ces canons convergent vers le centre de l'écran. A chacun d'eux est dévolue la production de l'une des trois couleurs primaire R, V, B. Ce tube comporte en outre un écran trichrome qui, sous l'impact des électrons émis par le canon, crée les sources de lumière. Cet écran est formé de surfaces élémentaires de luminophores déposées successivement sur la face intérieure de la partie avant de la dalle. On trouve ensuite un masque perforé situé à environ 15 mm de l'écran. Son rôle est de sélectionner les couleurs de manière à ce que le flux d'électrons émis par chaque canon n'atteigne

que les luminophores qui lui sont assignés à l'exclusion de tous les autres. Les 400 000 perforations du masque ont un diamètre d'environ 1/4 mm et deux trous sont espacés d'environ 3/4 mm. Le tube est prêt à fonctionner en ajoutant un ensemble de déviation ligne et trame, un ensemble de correction — aimants — placé au voisinage des canons et un blindage magnétique ceignant la dalle de verre.

Plusieurs paramètres peuvent altérer la pureté des couleurs ; en effet, à un instant donné, l'intensité du faisceau est destinée à une couleur et à une seule. Les tolérances de fabrication, l'alignement parfait des canons du masque et de l'écran, le positionnement des ensembles de déviation et de correction ont donc une importance capitale. Les champs magnétiques extérieurs jouent aussi leur rôle perturbateur en influençant le trajet des électrons.

Ces champs peuvent être d'origine naturelle : champ terrestre ou simplement produits par des organes inductifs parcourus à la fréquence de ligne ou de trame. On doit donc pour ce tube procéder à un ajustement initial des unités de déviation et de correction. Bien que le tube RTC utilisé soit de technologie différente, ces réglages existent mais ont été faits en usine, le déviateur est collé et sa position ne peut être modifiée. L'unité de correction est immobilisée par un vernis et il ne sera pas nécessaire de modifier le réglage.

La convergence

La convergence est une notion relative à la superposition des traces des trois faisceaux au niveau de l'écran du tube. On distingue la convergence statique et la convergence dynamique.

La convergence statique : cette convergence est liée essentiellement à l'orientation relative des canons les uns par rapport aux autres et est responsable de la non superposition des impacts. L'effet peut être examiné grâce à une mire de convergence constituée de traits fins et quadrillés sur fond noir. Une erreur de convergence sépare nettement les traces élémentaires et permet d'en apprécier l'importance. Le remède consiste évidemment en une correction individuelle des faisceaux par des champs permanents engendrés par des aimants associés à chacun des canons.

La convergence dynamique : le défaut de convergence dynamique se traduit par un défaut de convergence qui augmente au fur et à mesure que l'on s'éloigne du centre de l'écran. Ce défaut provient de la différence existant entre le plan de convergence théorique des canons et le plan de l'écran.

Les tubes autoconvergeants

Dans ce système, les trois canons sont coplanaires et le masque n'est plus perforé par des trous circulaires mais par des ouvertures oblongues donnant à l'écran l'aspect d'un réseau ligné vertical trichrome.

Les canons peuvent être logés dans un col de 29 ou 36 mm et l'angle de déviation valant 90 ou 110 selon le système.

Dans le système 20 AX, on conserve l'unité de correction statique alors que dans le système 30 AX cette unité est remplacée par un anneau ouvert aimanté compensant ainsi les erreurs de convergence.

Le tube RTC A37-590X/0620 est un tube autoconvergent muni d'une

unité de correction statique et l'angle de déviation vaut 90°. Ce tube fonctionne sans correction Est-Ouest.

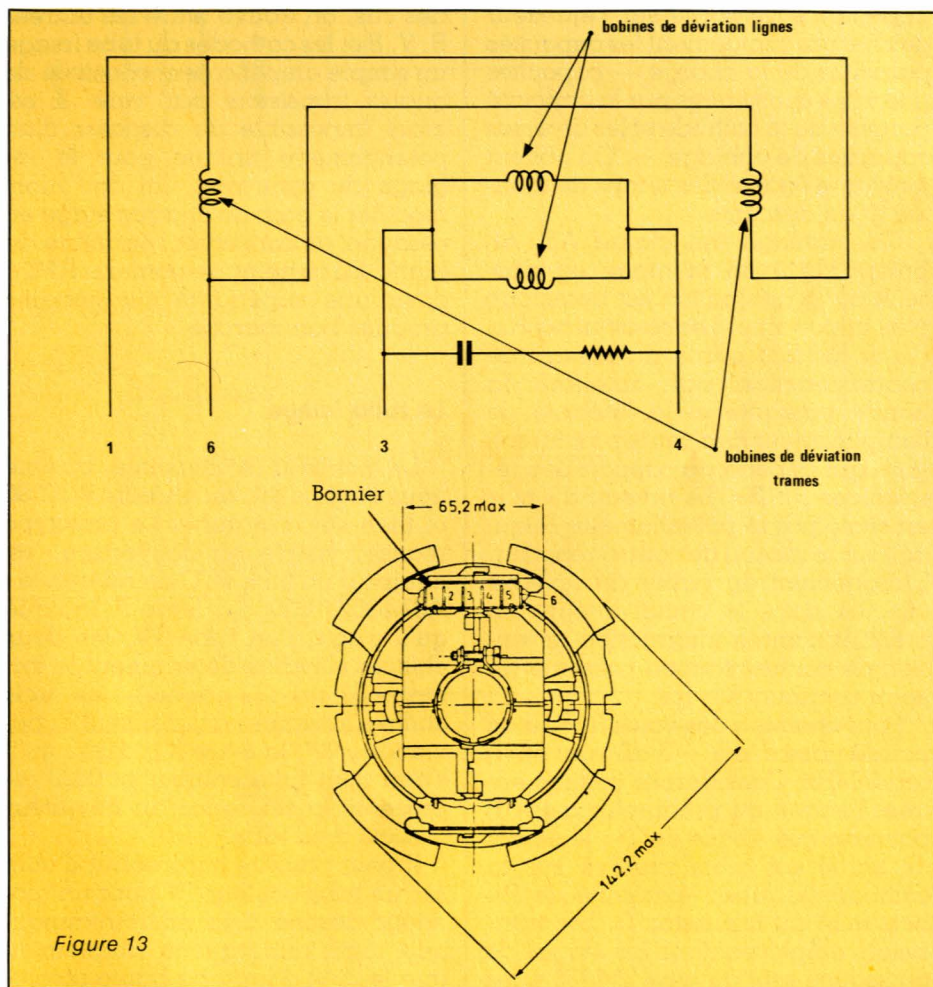
Tous les réglages étant effectués en usine, on peut considérer l'ensemble tube/déviateur comme un composant sur lequel il n'est pas nécessaire d'intervenir. Ce tube réalisé en technologie « haute brillance » permet l'observation confortable des images dans une ambiance lumineuse élevée et améliore la finesse de l'image, le tube fonctionnant avec un courant de faisceau plus faible. La figure 13 représente le déviateur associé à ce tube.

Conclusion provisoire

La fin de la description de ce moniteur sera publiée dans notre numéro d'octobre. Nous y traiterons notamment du conditionnement, de la réalisation pratique, et des conditions de garantie.

L'ensemble VCC 90 sera néanmoins disponible dans le commerce spécialisé (nous consulter) dès la mi-septembre environ.

François de DIEULEVEULT



PROMOTIONS... à TOULOUSE ...et AFFAIRES

EXCEPTIONNEL

TRANSISTORS GERMANIUM tous référencés	10,00 F
La pochette de 70 en 10 types	
TRANSISTORS SILICIUMS tous référencés	
Boîtier métal TO 3	
La pochette de 10	10,00 F
Boîtier métal TO 18	
La pochette de 50 en 10 types	10,00 F
Boîtier époxy TO 92	
La pochette de 70 en 10 types	10,00 F
● LED jaune 3 mm ou 5 mm. Les 10	9,00 F
● LED rouge 3 mm ou 5 mm. Les 10	8,00 F
● LED verte 3 mm ou 5 mm. Les 10	9,00 F
● DIODE 5 mm infrarouge. Les 10	12,00 F
● TRANSISTOR 2 N 30 55, semelle épaisse, 100 V, 8 A.	20,00 F
Les 4 pièces	40,00 F
Les 10 pièces	6,00 F
● Afficheurs 7,62 mm AC. La pièce	6,00 F
● Afficheurs 7,62 mm CC. La pièce	6,00 F
● Afficheurs 19,6 mm AC. La pièce	10,00 F
● BOUTONS	
Différents diamètres. La pochette de 20	10,00 F
Diamètre 28 mm	
calotte alu. Les 10	12,00 F
● Pots blindés Genre F. 1. 12 x 12 h 15 mm.	
Mandrin 5 mm, noyau réglable, embase 4 points.	5,00 F
Les 5 pièces	4,00 F
● Sels de choc sur mandrin fermet, plusieurs modèles. Les 20	1,00 F
SERRURE livrée avec 2 clés	

MODULES

Alimentation 110-220 V. Circuit 150 x 150 mm. Sortie régulée, 115 V, 6 Ma, excitant un relais qui peut commander à distance la mise en route ou l'arrêt d'un appareil.	10,00 F
Livré avec schéma de branchement	
Ampli monté avec un TBA 800. Puissance 4 watts sous 12 volts.	35,00 F
Livré avec schéma sans potentiomètre	
Récepteur petites ondes. Livré en état, sans boîtier ni piles mais avec le haut-parleur	15,00 F

POUR RECUPERATION DES COMPOSANTS

MODULE N° 1	Prix : 15,00
4 circuits intégrés - 18 transistors (BC 238 - BC 173) - 20 condensateurs - 4 diodes 1 A - 1 transistor 37 x 44 - rapport 1/2 à 12 V 4 RT contact 5 A - 50 résistances - Composants neufs	
MODULE N° 2	Prix : 10,00
1 radiateur 80 W percé pour 1 TO 3	
15 BC 238 (TO 92)	
4 diodes 3 A, etc.	
MODULE N° 3	Prix : 5,00
Relais 12 V 4 RT - 3 diodes 50 V 3 A	

HAUT-PARLEURS

Haut-parleurs, emballage individuel	
7 cm, 8 Ω	7,00 F
12 x 7 cm, 4 Ω	9,00 F
10 cm AUDAUX	7,00 F
12 x 10 cm AUDAUX	10,00 F
12 x 19 AUDAUX	12,00 F
57 mm 8 Ω, la pièce	7,00 F
17 cm AUDAUX	12,00 F

SUPPORTS

8 14 16 18 20 22 24 28	à souder
0,80 F 1,00 F 1,50 F 1,50 F 1,50 F 1,70 F 2,00 F	
Support pour TBA 810	2,00 F
Support I/O 66	la pièce 1,00 F
Support TO 3	la pièce 1,50 F
Support à wrapper 14 pattes	la pièce 3,00 F

RÉGULATEURS DE TENSION

Positif 1,5 A	Négatif 1,5 A
8-12-15-18-24 V	7,00
L 200. Variable en U et I	12,00

VISSERIE

vis 3 x 10, le 100	8,50
vis 3 x 15, le 100	8,50
Ecrous 3 mm, le 100	8,00
vis 4 x 10, le 100	9,00
Ecrous 4 mm, le 100	10,00
Cosses à souder	
3 mm, le 100	1,50
4 mm, le 100	1,50
6 mm, le 100	2,50
Cosse à serrer	
simple, le 100	1,50
double, le 100	2,00
Picots pour CI	
es 300 pièces	9,00
Raccord pour picot	
ci-dessus, les 50	5,00
Raccord pour picot	
grand modèle, les 50	5,00

CONNECTEURS

Contact lyre en laiton	
encastable pas 3,96 mm	2,20
6 contacts	2,80
10 contacts	3,50
15 contacts	4,70
Enrichabl pas 5,08 mm	
vendu mâle + femelle	
5 contacts	2,20
7 contacts	2,50
9 contacts	3,10
11 contacts	3,40

VENTILATEURS

220 V, 1800 tr, carcasse alu	
17 x 15 cm, matériel neuf	10,00
La pièce	

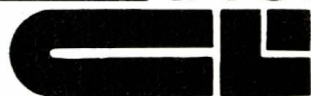
● Picots ronds, diamètre 2 mm, L. 19 mm	3,00
La pochette de 300	
● Cosses relais, barrettes à picots	2,00
La pochette de 20 couples	
● CONNECTEURS plats à picots	12,00
La pochette de 30 en 5 modèles, 7 à 22 contacts	
● Connecteurs plats pour simple ou double face	5,00
11 contacts, les 10	
● Sockets RCA (onch) à souder, les 10	3,00

L'AFFAIRE

TEXAS. Circuit intégré boîtier DUAL réf 76023. Ampli BF. Alim. de 10 V à 28 V. Puissance de 3 W à 8 W sous 8 Ω. Livré avec schéma et note d'application.	
La pièce	5,00
Les 5 pièces	20,00
Les 10 pièces	30,00

CIRCUITS INTÉGRÉS

7400 N, les 5 p.	8,00
7413 N, les 4 p.	20,00
7447 N, les 4 p.	20,00
7473 N, les 4 p.	8,00
7475 N, les 5 p.	10,00
7496 N, les 6 p.	10,00
7490 N, les 4 p.	15,00
555, 8 p., les 4	10,00
741, 8 p., les 5	10,00
AV 3-8500, la pièce	30,00
CD 4011, les 10	15,00
TDA3310	les 3 10,00
TBA 810	les 2 10,00
TBA 800	les 2 10,00



COMPTOIR du LANGUEDOC s.a.

COMPOSANTS ELECTRONIQUES

26 à 30, rue du Languedoc

31000 TOULOUSE

CRÉDIT CREG POSSIBLE

(61) 52.06.21

MESURE

APPAREILS DE TABLEAU SERIE DYNAMIC

Boîtier transparent. Partie inférieure blanche

Fixation par clips. Dimensions 45 x 45

Voltmètre 15 V - 30 V - 60 V

Amperemètre 1 A - 3 A - 6 A

EXCEPTIONNEL

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

1 continu 0,1 A, 1 gamme

4 gammes. Ohmmètre 2 gammes

CONDENSATEURS

CHIMIQUES

MF	V	les 20	3,50 F	470	25	les 20	10,00 F
1	16/20	les 20	3,50 F	470	50	les 10	8,00 F
2	22	les 20	3,50 F	680	100	les 5	7,00 F
2,2	60	les 20	4,00 F	1000	16	les 10	8,00 F
4,7	16/25	les 20	4,50 F	1000	25	les 10	9,00 F
6,8	33	les 20	5,00 F	1000	40	les 10	12,00 F
8	350	les 10	4,00 F	1500	40	les 10	12,00 F
10	16/25	les 20	5,00 F	1500	70	les 5	15,00 F
10	63	les 20	6,00 F	2200	25	les 4	10,00 F
15	63	les 20	7,00 F	2200	40	les 5	12,00 F
22	16/25	les 20	6,00 F	3300	16	les 10	15,00 F
33	100	les 20	5,00 F	3000	50	les 3	10,00 F
47	16/25	les 20	6,00 F	4700	16	les 5	10,00 F
100	40	les 20	8,00 F	10000	20	les 3	10,00 F
220	25	les 20	6,00 F	10000 MF	50 V, Pro		
470	16	les 20	8,00 F	10000 MF	50 V, Pro		
100 + 100 MF 250 V					les 5		5,00 F
400 MF 385 V					les 5		5,00 F
400 MF 385 V					les 3		10,00 F

Chimiques en super PROMO

Pochette N° 1 : 15 valeurs de 4,7 MF à 1000 MF	
6 V et 9 V.	
la pochette de 50	6,00 F
les 2 pochettes	10,00 F
Pochette N° 2 : 15 valeurs, 1 MF à 1500 MF	
9 V et 25 V.	
la pochette	10,00 F
les 2 pochettes	15,00 F

CERAMIQUES

AxiuX. Plaquettes assorties (50 valeurs)	15,00 F
La pochette de 300	25,00 F
Les 2 pochettes	

MICAS

De 47 PF à 2000 PF. La pochette de 50	12,00 F
Les 2 pochettes	20,00 F

MYLAR

NF	V	les 30	4,50 F	0,15	100	les 30	6,00 F
1	200	les 50	4,50 F	0,22	250	les 30	7,00 F
4,7	400	les 20	3,00 F	0,27	250	les 30	7,00 F
10	100	les 35	5,00 F	0,27	250	les 30	7,00 F
40	400	les 20	4,00 F	0,47	160	les 20	8,00 F
22	250	les 35	6,00 F	0,47	250	les 20	9,00 F
47	160	les 30	7,00 F	1	100	les 20	8,00 F
100	63	les 30	9,00 F	2,2	100	les 10	6,00 F
0 1 MF 250 V alt. 400 V continu					les 30		8,00 F
Condensateurs BY-PASS, 1000 PF. Les 20							5,00 F

MYLARS EN SUPER-PROMO

de 1 NF à 1 MF, 160 V, 250 V et 400 V (25 valeurs)	
La pochette de 100 condensateurs	15,00 F
Les 2 pochettes	25,00 F

STYRO EN PROMO

Pochette, valeur de 100 pF à 0,1 MF (20 valeurs)	
la pochette de 100	15,00 F
les 2 pochettes	25,00 F

VARIABLES ET AJUSTABLES

Ajust PRO 3 pF les 30 9,00 F	Ajust 40 pF les 20	5,00 F
Ajust PRO 6 pF les 10 4,00 F	Variable 300 pF les 4	10,00 F
Variable 2 x 280 pF + 2 x 12 pF	la pièce	5,00 F

TANTALE GOUTTE

10 MF,

NOUVEAU DEPARTEMENT
PENTA TV
CONTRAT «OSIRIS»
 Réservé aux professionnels de la TV
 UN STOCK A DES PRIX SPECIAUX (OEM)

PENTASONIC

Prix au 1.08.83 révisables en fonction des changements de parité des monnaies étrangères

PENTA LECTURE

SELF-SERVICE!
CONSULTEZ OU ACHETEZ LES
OUVRAGES TECHNIQUES...

TRANSISTORS SERIES DIVERS

708	3,80	4402	3,50	126	4,70	208 C	3,40	302	12,80	MJ 2500	20,00
917	7,90	4416	13,60	127	4,80	209	2,80	435	6,50	MJ 2501	24,50
918	5,65	4920	13,50	200	9,50	209 B	4,10	436	6,50	MJ 2950	21,50
930	3,90	4921	7,50			209 C	4,10			MJ 3000	18,00
1307	24,30	4923	9,35	107 A	2,75	211 A	5,20	108	6,50	MJ 3001	23,10
1420	3,95	4951	11,30	107 B	2,60	212	3,50	167	3,90	MJE 520	6,50
1613	3,40	2926	3,70	108 A	2,75	237 B	2,80	173	3,90	MJE 800	8,20
1711	3,80	5086	4,65	108 B	2,75	238 A	1,80	178	5,10	MJE 1090/29,30	
1889	4,80	5298	10,20	108 C	2,75	238 B	1,80	179 B	7,20	MJE 1100/20,10	
1890	4,50	5635	84,00	109 A	2,90	238 C	1,80	181	7,90	MJE 2801/14,50	
1893	4,80	956	4,20	109 B	2,90	251 B	2,60	194	2,90	MJE 2955/14,00	
2218	6,10	5886	39,60	109 C	2,90	257 B	3,40	195	4,85	MJE 3055/12,00	
2219	3,70	6027	4,65	114	2,95	281 A	7,40	197	3,50	MPSA 05	3,20
2222	2,20	6658	68,30	115	3,90	301	6,80	224	6,90	MPSA 06	3,20
2368	4,05	2644	17,20	141	5,30	303	6,60	233	3,85	MPSA 13	4,20
2369	4,10	2922	2,80	142	4,80	307 A	1,80	234	4,80	MPSA 55	3,20
2646	5,50	4425	4,80	143	5,40	308 A	2,50	244 B	9,50	MPSA 56	3,20
2647	16,80	4952	2,20	145	4,10	308 B	2,70	245 B	4,50	MPSA 70	3,90
2890	31,40	4953	2,28	148	1,50	317	2,60	254	3,60	MPSU 01	6,20
2894	6,40	4954	2,20	148 A	1,80	317 B	2,60	257	3,80	MPSU 03	7,10
2904	3,80			148 B	1,80	320 B	3,70	258	4,50	MPSU 06	8,35
2905	3,60	125	4,00	148/548	3,10	328	3,10	259	5,50	MPSU 56	8,10
2906	4,70	126	3,50	149	1,80	351 B	3,90	337	7,50	MPU 131	6,90
2907	3,75	127	4,00	149 B	2,20	407 B	4,90			MCA 7	41,00
2926	3,70	127 K	7,70	149C/549C	2,20	417	3,50	90 B	3,40	MCA 81	19,80
3020	14,00	128	4,00	153	5,10	547 A	3,40	93 B	3,40	E 204	5,20
3053	4,90	128 K	5,20	157/557	2,60	547 B	3,40	94 B	3,40	E 507	10,80
3054	9,60	132	3,80	158	3,00	548 A	1,80	95 B	3,40	MSS 1000	2,90
3055	7,10	142	5,40	171 B	3,40	548 B	1,80	96 B	3,40	109 T 2	118,80
3137	20,20	180	4,00	172 B	3,50	548 C	1,80	97 B	3,40	181 T 2	17,60
3402	5,10	181	4,50	177 A	3,30	557	1,80			184 T 2	27,00
3441	38,40	183	3,90	177 B	3,30					3 N 164	11,45
3605	8,30	184	3,90	178	3,10	131	4,65	BUX 25	223,40	CR 200	25,50
3606	3,05	187	3,20	178 B	3,80	135	4,50	BUX 37	48,00	CR 390	25,50
3702	3,80	187 K	4,20	178 C	3,40	136	3,90	TIP 30	7,40	CR 390	25,50
3704	3,60	188	3,20	182	2,10	139	4,10	TIP 31	6,00	VN 66 AF	14,80
3713	34,00	188 K	4,20	184	3,10	140	4,90	TIP 32	7,00	VN 88	16,50
3741	18,00			204	3,35	157	14,40	TIP 34 A	9,50	MCT 2	12,50
3771	26,40	149	9,90	204 A	3,35	233	5,00	TIP 34 B	9,50	MCT 6	21,00
3819	3,60	161	6,00	204 B	3,35	234	5,50	BU 109	30,60	4 N 33	25,00
3823	15,90	162	6,10	207	3,40	235	5,50	B 106 D	11,90	4 N 36	11,40
3906	3,40			207 A	3,40	237	5,40	J 175	6,90	ESM 114	29,20
4036	6,90	109	7,85	207 B	3,40	238	6,20	MJ 900	19,00	ESM 118	30,40
4093	15,90	114	10,80	208	3,40	241	7,50	MJ 901	19,50	ESM 136	14,60
4393	13,65	124	9,70	208 A	3,40	286	9,80	MJ 1000	17,00	ESM 137	11,60
4400	3,40	125	4,80	208 B	3,40	301	13,95	MJ 1001	17,50	ESM 160	125,20

CI LINEAIRES DIVERS

BFG 14	53,60	LM 340 T24	10,45	LM 723	7,50	XR 1489	12,30	MM 5314	99,00
SO 41 P	19,20	LM 348	12,80	LM 725	33,20	XR 1554	224,00	MM 5316	98,00
SO 42 P	20,60	LM 349	14,00	TCA 730	38,40	XR 1568	102,80	NE 5596	8,40
TL 071	9,00	LF 351	7,40	TCA 740	28,80	MC 1590	60,80	58174	144,00
TL 081	6,35	LF 356	11,00	LM 741 N8	3,80	MC 1733	17,50	ICM 7038	48,00
TL 082	11,40	LM 358	7,90	LM 747	7,50	LM 1800	23,80	ICM 7209	45,30
TL 084	19,50	LM 360	43,20	LM 748	5,60	LM 1877	40,80	ICM 7216 B	296,00
L 120	19,50	LM 377	17,50	TCA 750	27,60	TDA 2002	15,50	ICM 7226 B	376,00
LD 121	172,70	LM 380	13,60	UA 753	19,20	TDA 2003	17,00	ICM 7217	138,00
L 144	72,00	LM 381	17,80	UA 758	19,60	ULN 2003	14,50	MC 7905	12,40
TCA 160	25,30	LM 382	16,90	TCA 760	20,80	TDA 2004	45,00	MC 7912	12,40
UAA 170	22,00	LM 386	12,50	LM 761	19,50	TDA 2020	26,20	MC 7915	14,50
UAA 180	22,00	LM 387	11,90	TAA 790	19,20	XR 2206	54,00	MD 8002	39,50
SFC 200	46,20	LM 389	12,95	TBA 790	18,20	XR 2208	39,60	ICL 8038	52,50
L 200	26,40	LM 391	13,90	TBA 800	12,00	XA 2240	27,50	UA 9368	24,20
DG 201	64,20	TCA 420	23,50	TBA 810	12,00	SFC 2812	24,00	UA 9590	99,40
LM 204	61,40	TCA 440	23,70	TCA 830 S	10,80	LM 2907 N	24,00	LM 13600	25,00
TBA 221	11,00	TL 497	26,40	TBA 860	28,80	LM 3075	22,30	AY-3-8500	54,00
ESM 231	45,00	DC 512	91,20	TAA 861	17,30	MC 3301	8,40	AY-3-8600	179,00
TBA 231	12,00	NE 529	28,30	TCA 940	15,80	MC 3071	8,50	76477	37,50
TBA 240	23,80	NE 544	28,60	TBA 950	22,50	MC 3302	8,40	LM 301	6,20
LM 305	11,30	TAA 550	5,90	TMS 1000	80,60	MC 3307	8,50	Z N 414	38,40
LM 307	10,70	LM 555	3,80	TDA 1010	15,90	LM 3900	8,50	2 N 425 E8	108,00
LM 308	13,00	LM 556	11,50	SAD 1024	192,80	LM 3909	9,50	AD 590	44,00
LM 309 K	20,40	LM 561	52,95	TDA 1037	19,00	LM 3915	37,20	UAA 1003	150,50
LM 310	25,50	LM 565	14,50	TDA 1042	32,40	MC 4024	45,50	CA 3086	6,90
TAA 310	19,80	LM 566	24,40	TDA 1046	32,60	MC 4044	36,00	78P05	144,00
LM 311	7,80	TBA 570	14,40	TAA 1054	15,50	XR 4136	18,00	78H12	90,00
LM 317 T	15,50	NE 570	52,80	SAA 1058	61,50	TCA 4500	28,25	4N33	12,00
LM 317 K	28,50	SAB 0600	36,00	SAA 1070	165,00				
LM 318	23,50	TAA 611	11,50	TMS 1122	99,00				
LM 320 H2	8,75	TAA 621	16,80	TDA 1200	36,40				
LM 323	67,60	TBA 641	14,40	MC 1310	24,00				
LM 324	7,20	TBA 651	16,20	MC 1312	24,50				
LM 339	7,20	TAA 661	15,60	ESM 1350	22,40				
LM 340 T5	9,90	LM 709	7,40	MC 1408	35,00				
LM 340 T6	9,90	LM 710	8,10	MC 1456	15,60				
LM 340 T12	10,45	TBA 720	22,80	MC 1458	4,95				
LM 340 T15	10,45	LM 720	24,40	XR 1488	12,30				

TUBES TV

DY 802	14,00	PCF 802	14,00
ECC 82	10,00	PL 504	24,00
ECL 86	13,00	PY 88	11,00
ECL 805	20,00	ST 500	EY
EL 504	20,00	500	75,00
EY 88	13,00	EL 519	70,00
PCF 80	11,00		

ORIC MICROPROCESSEUR 6502

• 48 K RAM • 16 K ROM • Clavier 57 touches majuscules minuscules • Sortie PERITEL couleur (câble de liaison 99 F) • Langage BASIC • Synthétiseur sonore 3 canaux • Interface K7 • Interface // type Centronics.

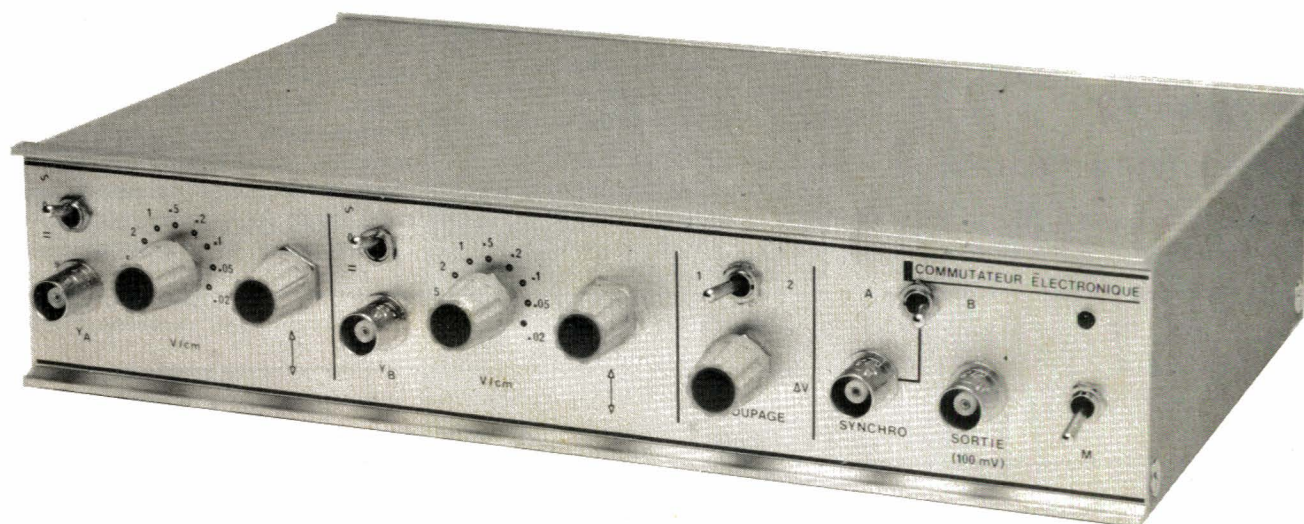
Prix

2180 F

CIRCUITS INTEGRES-TECHNOLOGIE TTL SERIE LS

7400	1,40	7427	3,20	7474	4,20	74124	19,90	74164	7,50	74240	14,10
7401	2,70	7428	3,60	74S74	5,80	74S124	30,00	74165	9,10	74241	9,00
7402	3,00	7430	2,40	7475	4,20	74125	4,80	74166	11,80	74242	9,50
7403	2,50	7432	2,90	7476	4,20	74126	4,90	74167	24,00	74243	10,50
7404	1,40	74S32	7,50	7480	13,50	74128	6,80	74170	14,40	74244	11,50
74C04	3,50	7437	3,20	7481	14,80	74132	6,20	74172	75,00	74245	13,50
74S04	4,20	7438	3,20	7483	7,30	74136	4,10	74173	10,50	74257	9,90
7405	2,90	7440	2,50	7485	9,50	74138	6,90	74174	6,20	74259	29,50
7406	3,90	7442	5,20	7486	3,20	74139	8,50	74175	6,20	74260	3,50
7407	4,25	7443	7,80	7489	13,50	74141	11,50	74S175	19,90	74266	6,00
7408	2,90	7444	9,60	7490	4,50	74145	8,20	74176	9,30	74295	24,30
7409	2,90	7445	8,80	7491	6,40	74147	17,50	74180	7,50	74324	14,50
7410	2,80	7446	8,80	7492	4,70	74148	15,75	74181	12,00	74373	11,90
7411	2,90	7447	7,00	7493	5,50	74150	6,20	74182	7,90	74374	12,50
7412	2,80	7448	10,60	7494	8,40	74151	6,50	74188	33,50	74378	8,90
7413	4,00	7450	2,50	7495	6,50	74153	6,50	74190	9,80	74390	13,00
7414	4,80	7451	2,80	7496	6,50	74154	15,10	74191	8,50	74393	8,50
7416	3,00	7453	2,80	74100	16,80	74155	5,90	74192	11,40	74541	13,00
7417	3,20	7454	2,40	74107	4,70	74156	6,80	74193	8,10	74640	14,40
7420	2,70	7455	4,50	74109	4,90	74157	4,50	74194	7,90	75138	30,25
7422	5,00	7460	2,50	74112	6,20	74160	7,50	74195	6,90	75140	13,80
7423	5,00	7470	3,70	74121	4,80	74161	8,90	74196	9,20	75183	4,50
7425	3,30	7472	3,70	74122	5,60	74162	8,90	74198	9,50	75451	6,90
7426	2,80	7473	3,90	74123	6,50	74163	7,90	74199	15,50	75452	8,50

Commutateur électronique à large bande : l'interconnexion



Notre précédent article (RP-EL n° 427) donnait les schémas théoriques de chaque circuit de l'appareil, ainsi que toutes les indications pour l'implantation des composants, et pour les réglages et les contrôles préliminaires de chaque carte. Nous arrivons, maintenant, à la préparation mécanique du coffret, et au câblage final.

Préparation mécanique du coffret

Rappelons qu'il s'agit d'un coffret Elbomec, de référence 55255.

Le travail essentiel porte sur le perçage de la façade. Nous en donnons le dessin, à l'échelle 1/2. Dans la maquette, nous avons doublé la façade d'un film Scotchcal sur support d'aluminium. Ce produit photosensible, très facile à mettre en œuvre (traitement en lumière ambiante, support autocollant), permet une réalisation de classe professionnelle, comme en témoigne la photographie. Le film, après protection

par son vernis spécial, résiste remarquablement aux agressions chimiques et mécaniques.

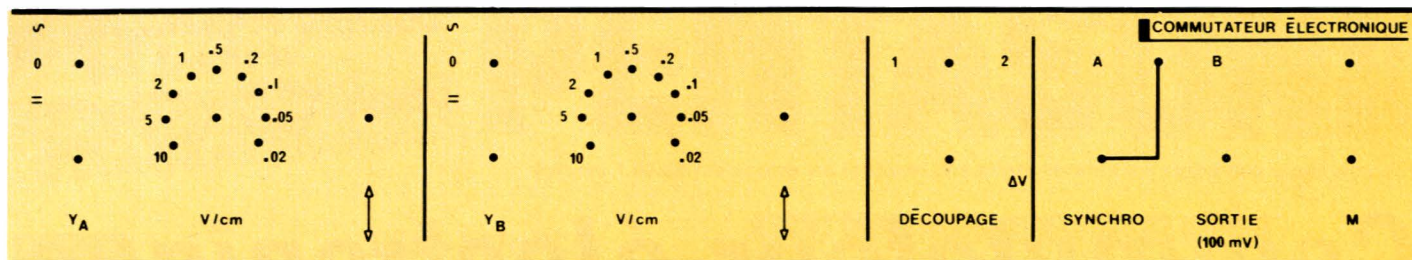
La plaquette principale de circuit imprimé ne nécessite pas de trous de fixation, puisqu'elle s'insère dans les glissières du coffret. Il ne reste qu'à prévoir :

- dans le fond : deux trous pour le transformateur ($\varnothing = 4$ mm) ; deux trous pour la fixation du circuit d'alimentation, dont l'avant se loge, lui aussi, dans une glissière du coffret. Ces mêmes trous servent à la mise en place de l'amplificateur de synchronisation,

- sur la face arrière : un trou pour le passage du fil secteur.

Mise en place des interconnexions sur la carte principale

Sauf à compliquer inacceptablement la topographie du circuit imprimé, il nous était impossible, sur la carte principale, de relier, par une piste, la base de T_{10} (résistance R_{36}) au drain de T_1 . Cette liaison s'effectuera donc par un long strap isolé, courant contre le côté cuivré du circuit.



Cette même carte sera alors équipée des différents fils de liaison avec les cartes voisines ou avec les composants électromécaniques placés en façade, c'est-à-dire :

- les fils de liaison avec chaque atténuateur d'entrée,
- les trois fils conduisant à chaque potentiomètre de cadrage (P_1 et P'_1),
- les liaisons vers les commandes de la vitesse de découpage : deux pour le réglage continu (potentiomètre P_2), trois pour la sélection de gamme (commutateur K_3),
- les liaisons vers le sélecteur de synchronisation (K_4),

Les atténuateurs d'entrée

Ne le dissimulons pas à nos lecteurs : cette étape du câblage de-

mande du temps, et beaucoup de soins. La première opération consiste à souder, directement sur chaque commutateur, de très courts fils assurant la liaison entre galettes, ou entre plots de chaque galette. On passera, ensuite seulement, aux liaisons vers les diviseurs implantés sur la carte principale.

En amont de chaque atténuateur, se situe la commande « continu, zéro, alternatif », qui utilise un commutateur à bascule à trois positions stables. Le condensateur d'entrée C (ou C') offre une capacité de 100 nF. Il est soudé directement entre K_1 et la première galette de K_2 .

Il est impératif de réaliser des liaisons très courtes, et de placer la BNC d'entrée à la masse (piste large, en avant de la carte principale).

— deux fils conduisant à la BNC de sortie.

Les connexions vers l'alimentation, courtes et directes, ne seront installées qu'ultérieurement.

Montage des cartes dans le coffret

On fixera d'abord le transformateur. Devant lui, la carte de l'alimentation s'introduit dans la glissière avant du coffret. Elle est maintenue, à l'arrière, par deux vis de 3 mm, longues de 45 mm, et munies d'entretoises pour assurer l'horizontalité de l'alimentation. A ce stade du montage, on assure les liaisons avec le transformateur, avec l'interrupteur et le voyant de mise

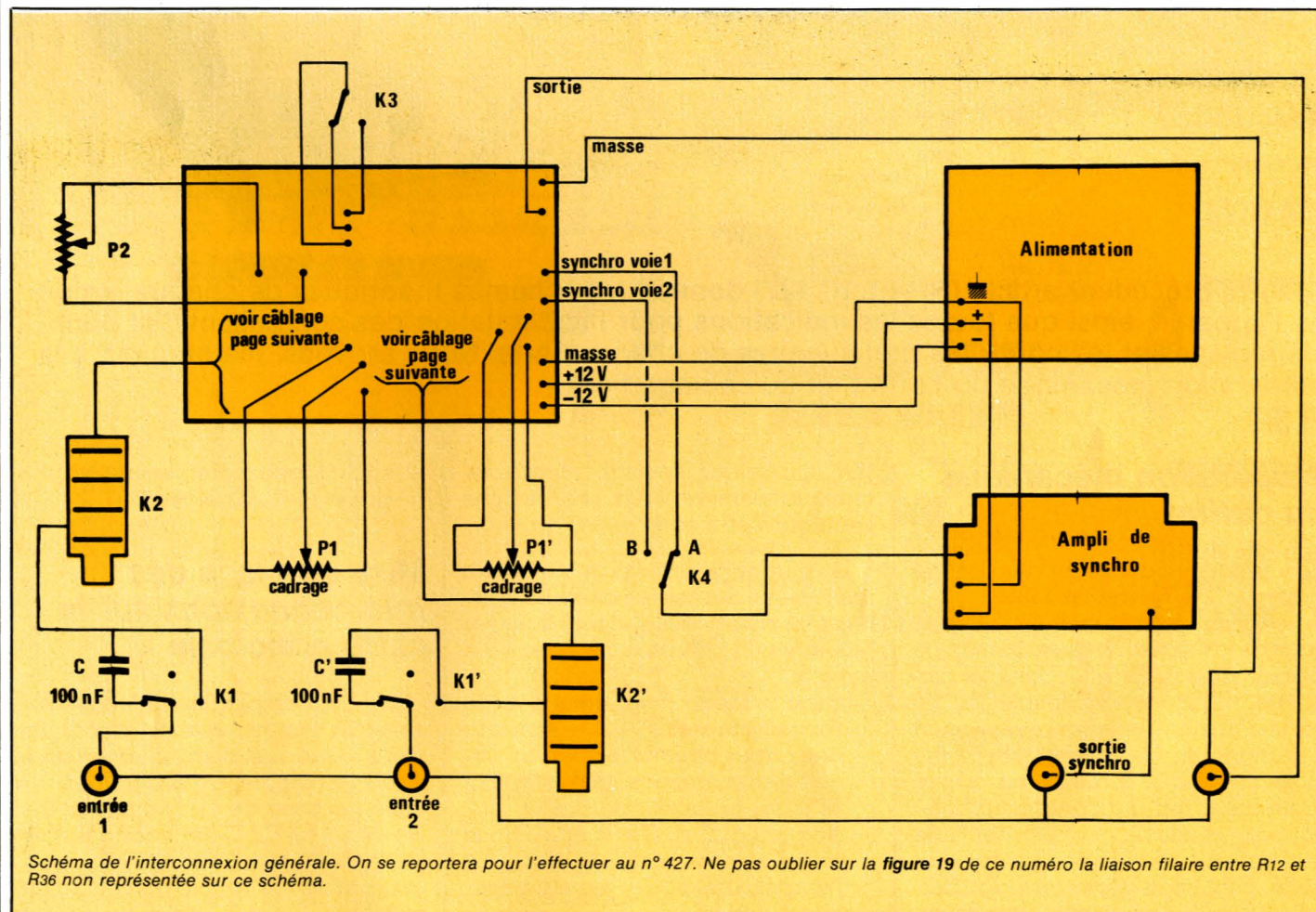


Schéma de l'interconnexion générale. On se reportera pour l'effectuer au n° 427. Ne pas oublier sur la figure 19 de ce numéro la liaison filaire entre R_{12} et R_{36} non représentée sur ce schéma.

sous tension, et avec la sortie sec-
teur.

La petite carte portant l'amplifi-
cateur de synchronisation, prend
place à l'extrémité des vis de fixation
de l'alimentation. A ce stade, on
peut :

- alimenter la carte de synchro
(masse et + 12 volts),
- relier son entrée au plot central de
K₄,
- relier sa sortie à la BNC corres-
pondante.

La carte principale, introduite
dans les glissières avant et arrière

du coffret, ne tient que par elles. En
cas de jeu excessif, on placera à
force des petites cales (morceaux de
bristol), du côté isolant du circuit.

On peut maintenant :

- relier l'alimentation à la carte
principale (trois fils courts),
- relier la sortie à la prise BNC cor-
respondante (masse établie par
la cosse de cette dernière),
- connecter les potentiomètres de
cadrage (P₁ et P'₁), les comman-
des de la vitesse de découpage (P₂
et K₃), et les deux derniers fils de
K₄ (sorties de synchronisation).

Vérification intermédiaire

Nous la conseillons préalablement
à la mise en place des atténuateurs
d'entrée. Elle consiste (et, pour les
détails, nous renvoyons le lecteur au
n° 427 de la revue), à contrôler, en
envoyant directement sur les étages
d'entrée le même signal :

- l'action des potentiomètres de ca-
drage,
- les signaux de découpage, sur les
deux gammes,
- le gain de chaque voie, et, si pos-
sible, sa bande passante.

Résumé des caractéristiques

Bande passante :

- en position « continu » : de 0 à 15 MHz (α
+ 1 et - 3 dB),
- en position « alternatif » : de 3 Hz à 15 MHz
(α + 1 et - 3 dB).

Temps de montée : 23 ns

Sensibilité :

- de 20 mV/cm à 10 V/cm (oscilloscope réglé
sur 100 mV/cm).

Impédance d'entrée :

- 1 M Ω en parallèle sur 30 pF environ.

Vitesses de découpage :

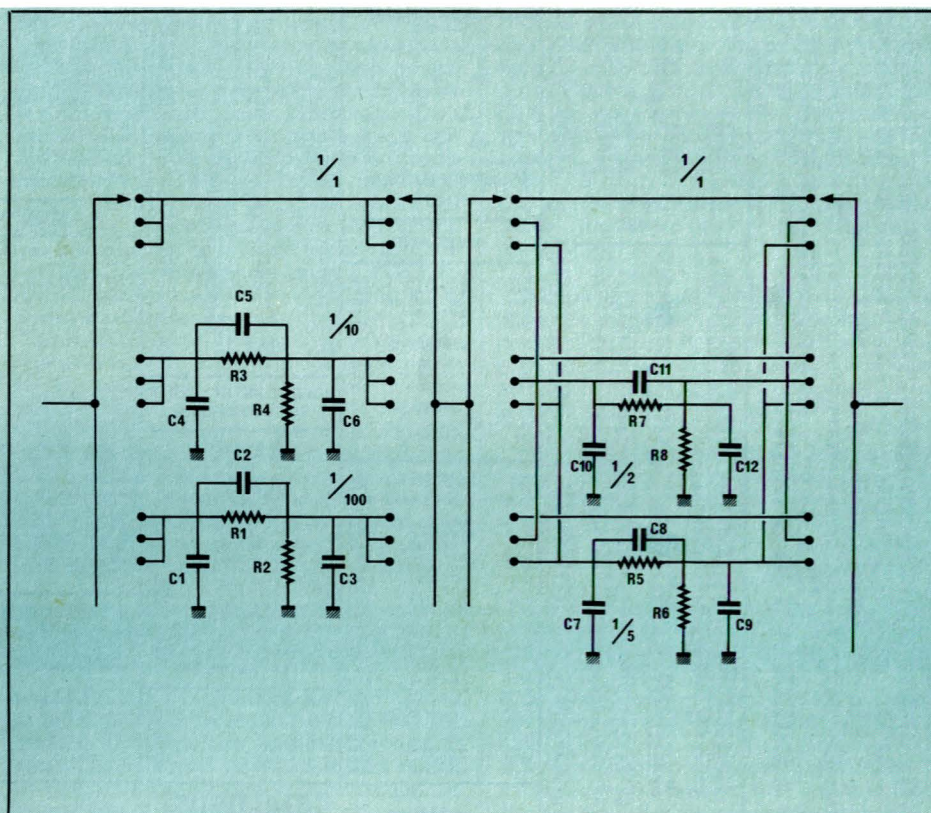
- de 10 Hz à 500 Hz environ (première
gamme),
- de 1 kHz à 50 kHz (deuxième gamme).

Synchronisation :

- sur voie A ou B,
- bande passante : de 0,5 Hz à 15 MHz mi-
nimum (α - 3 dB),
- tension de sortie : jusqu'à 600 mV pour
20 mV en entrée.

Consommation :

- environ 8 VA



Réglage des atténuateurs

Les condensateurs ajustables de chaque cellule atténuatrice, jouent des rôles différents : compensation en fréquence, pour C₂, C₅, C₈ et C₁₁, maintien d'une capacité d'entrée constante, pour C₁, C₄, C₇ et C₁₀. Cette dernière condition s'impose, notamment, lors de l'emploi d'une sonde atténuatrice, elle-même compensée pour une capacité donnée de l'oscilloscope. On respectera **impérativement** l'ordre de réglage indiqué ci-dessous.

- 1 - position 20 mV/cm : régler... la sonde atténuatrice 1/10 (ne plus y toucher ensuite),
- 2 - position 200 mV/cm : régler C₂ (sans la sonde) puis C₁ (avec la sonde),
- 3 - position 2 V/cm : comme ci-dessus, C₅, puis C₄,
- 4 - position 50 mV/cm : réglage de C₁₁ (sans sonde), puis de C₁₀ (avec),
- 5 - position 100 mV/cm : réglage de C₈, puis de C₇.

Pour chacun de ces réglages (à recommencer naturellement sur le deuxième canal), on injectera des crêteaux à une fréquence voisine du kilohertz, en maintenant une amplitude de 1 à 2 cm sur l'écran.

R.R.

NOUVEAU !
POUR VOS COMMANDES PAR
CORRESPONDANCE
demandez CLAUDE
au 326.42.54 (réponse immédiate)
PRIX - DÉLAI - SUIVI

AUDAX • BECKMAN • B-K • CENTRAD • C-SCOPE • C-K • ENGEL • ESM • EXAR • FUJI • GI • HAMEG • ILP • INTERIL • ISKRA • JBC • JEAN RENAUD • MOTOROLA • NATIONAL • OK • PANTEC • PIHER • RADIOHM • SAFICO • SCAMBE • SEM • SGS • SIAIRRE • SIGNETIC • SPRAGUE • TEKO • TELEFUNKEN • TEXAS • THOMSON • TEXTOL •

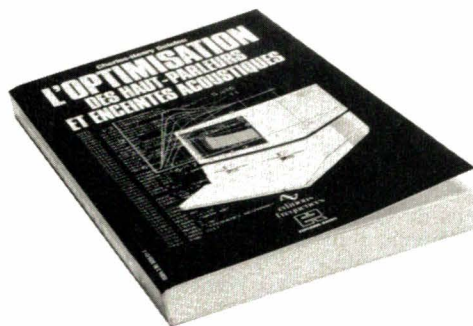
VARLEY WHAL • KIT • AMTRON • ASSO • IMD • JOSTY •

COMPOKIT **MONTARNASSE** **ÉLECTRONIQUE • TECHNIQUES • LOISIRS** La qualité industrielle au service de l'amateur

Ouvert du lundi au samedi de 9 h 30 à 19 h
 174, boulevard du Montparnasse
 75014 PARIS
326.61.41
MÉTRO BUS
Port-Royal 38 - 83 - 91

TTL				CMOS				
74	Série	LS	Série	LS	Série	LS	Série	LS
00	1.40	2.80	4.50	147	17.00	—	—	—
01	2.50	2.80	—	148	12.00	—	—	—
02	2.80	3.50	6.00	149	12.00	—	—	—
03	1.50	3.50	—	151	3.00	8.00	22.00	—
04	1.80	3.50	4.50	152	7.00	8.00	—	—
05	2.80	4.00	—	153	1.00	10.00	25.00	—
06	4.00	—	—	154	1.00	10.00	25.00	—
07	4.00	—	—	155	5.00	8.00	—	—
08	2.70	3.50	4.50	156	5.00	8.00	18.00	—
09	2.80	3.50	—	157	5.00	8.00	18.00	—
10	2.50	3.50	4.50	158	14.00	—	—	—
11	2.50	3.50	—	159	5.00	12.00	17.00	—
12	1.50	2.50	—	160	5.00	12.00	17.00	—
13	4.00	6.00	—	161	5.00	12.00	17.00	—
14	3.00	6.00	7.50	162	5.00	12.00	17.00	—
15	1.50	1.50	—	163	5.00	12.00	17.00	—
16	2.70	3.00	—	164	5.00	12.00	17.00	—
17	2.00	—	—	165	11.00	—	—	—
18	2.50	3.50	—	166	12.50	15.00	—	—
19	2.10	—	—	167	1.00	—	—	—
20	3.00	—	—	168	7.00	16.00	—	—
21	4.00	—	—	169	17.00	6.00	—	—
22	2.20	—	—	170	7.00	7.00	6.20	—
23	2.20	3.20	—	171	14.00	4.10	—	—
24	2.00	4.00	—	172	7.00	10.00	11.00	—
25	5.50	—	—	173	17.00	18.00	—	—
26	2.00	4.00	4.50	174	5.00	—	—	—
27	2.00	4.00	3.50	175	13.00	—	—	—
28	2.00	—	—	176	11.00	—	—	—
29	1.80	3.00	—	177	11.00	—	—	—
30	3.00	3.00	—	178	18.00	—	—	—
31	1.50	4.00	—	179	8.00	10.00	12.00	—
32	3.50	7.50	10.50	180	4.00	5.00	12.00	—
33	14.00	—	—	181	19.00	15.00	15.00	—
34	18.00	—	—	182	19.00	15.00	15.00	—
35	4.50	—	—	183	19.00	15.00	15.00	—
36	5.00	—	—	184	19.00	15.00	15.00	—
37	4.50	5.00	—	185	19.00	15.00	15.00	—
38	4.50	5.00	—	186	19.00	15.00	15.00	—
39	4.50	5.00	—	187	19.00	15.00	15.00	—
40	4.50	5.00	—	188	19.00	15.00	15.00	—
41	4.50	5.00	—	189	19.00	15.00	15.00	—
42	4.50	5.00	—	190	19.00	15.00	15.00	—
43	4.50	5.00	—	191	19.00	15.00	15.00	—
44	4.50	5.00	—	192	19.00	15.00	15.00	—
45	4.50	5.00	—	193	19.00	15.00	15.00	—
46	4.50	5.00	—	194	19.00	15.00	15.00	—
47	4.50	5.00	—	195	19.00	15.00	15.00	—
48	4.50	5.00	—	196	19.00	15.00	15.00	—
49	4.50	5.00	—	197	19.00	15.00	15.00	—
50	4.50	5.00	—	198	19.00	15.00	15.00	—
51	4.50	5.00	—	199	19.00	15.00	15.00	—
52	4.50	5.00	—	200	19.00	15.00	15.00	—
53	4.50	5.00	—	201	19.00	15.00	15.00	—
54	4.50	5.00	—	202	19.00	15.00	15.00	—
55	4.50	5.00	—	203	19.00	15.00	15.00	—
56	4.50	5.00	—	204	19.00	15.00	15.00	—
57	4.50	5.00	—	205	19.00	15.00	15.00	—
58	4.50	5.00	—	206	19.00	15.00	15.00	—
59	4.50	5.00	—	207	19.00	15.00	15.00	—
60	4.50	5.00	—	208	19.00	15.00	15.00	—
61	4.50	5.00	—	209	19.00	15.00	15.00	—
62	4.50	5.00	—	210	19.00	15.00	15.00	—
63	4.50	5.00	—	211	19.00	15.00	15.00	—
64	4.50	5.00	—	212	19.00	15.00	15.00	—
65	4.50	5.00	—	213	19.00	15.00	15.00	—
66	4.50	5.00	—	214	19.00	15.00	15.00	—
67	4.50	5.00	—	215	19.00	15.00	15.00	—
68	4.50	5.00	—	216	19.00	15.00	15.00	—
69	4.50	5.00	—	217	19.00	15.00	15.00	—
70	4.50	5.00	—	218	19.00	15.00	15.00	—
71	4.50	5.00	—	219	19.00	15.00	15.00	—
72	4.50	5.00	—	220	19.00	15.00	15.00	—
73	4.50	5.00	—	221	19.00	15.00	15.00	—
74	4.50	5.00	—	222	19.00	15.00	15.00	—
75	4.50	5.00	—	223	19.00	15.00	15.00	—
76	4.50	5.00	—	224	19.00	15.00	15.00	—
77	4.50	5.00	—	225	19.00	15.00	15.00	—
78	4.50	5.00	—	226	19.00	15.00	15.00	—
79	4.50	5.00	—	227	19.00	15.00	15.00	—
80	4.50	5.00	—	228	19.00	15.00	15.00	—
81	4.50	5.00	—	229	19.00	15.00	15.00	—
82	4.50	5.00	—	230	19.00	15.00	15.00	—
83	4.50	5.00	—	231	19.00	15.00	15.00	—
84	4.50	5.00	—	232	19.00	15.00	15.00	—
85	4.50	5.00	—	233	19.00	15.00	15.00	—
86	4.50	5.00	—	234	19.00	15.00	15.00	—
87	4.50	5.00	—	235	19.00	15.00	15.00	—
88	4.50	5.00	—	236	19.00	15.00	15.00	—
89	4.50	5.00	—	237	19.00	15.00	15.00	—
90	4.50	5.00	—	238	19.00	15.00	15.00	—
91	4.50	5.00	—	239	19.00	15.00	15.00	—
92	4.50	5.00	—	240	19.00	15.00	15.00	—
93	4.50	5.00	—	241	19.00	15.00	15.00	—
94	4.50	5.00	—	242	19.00	15.00	15.00	—
95	4.50	5.00	—	243	19.00	15.00	15.00	—
96	4.50	5.00	—	244	19.00	15.00	15.00	—
97	4.50	5.00	—	245	19.00	15.00	15.00	—
98	4.50	5.00	—	246	19.00	15.00	15.00	—
99	4.50	5.00	—	247	19.00	15.00	15.00	—
100	4.50	5.00	—	248	19.00	15.00	15.00	—
101	4.50	5.00	—	249	19.00	15.00	15.00	—
102	4.50	5.00	—	250	19.00	15.00	15.00	—
103	4.50	5.00	—	251	19.00	15.00	15.00	—
104	4.50	5.00	—	252	19.00	15.00	15.00	—
105	4.50	5.00	—	253	19.00	15.00	15.00	—
106	4.50	5.00	—	254	19.00	15.00	15.00	—
107	4.50	5.00	—	255	19.00	15.00	15.00	—
108	4.50	5.00	—	256	19.00	15.00	15.00	—
109	4.50	5.00	—	257	19.00	15.00	15.00	—
110	4.50	5.00	—	258	19.00	15.00	15.00	—
111	4.50	5.00	—	259	19.00	15.00	15.00	—
112	4.50	5.00	—	260	19.00	15.00	15.00	—
113	4.50	5.00	—	261	19.00	15.00	15.00	—
114	4.50	5.00	—	262	19.00	15.00	15.00	—
115	4.50	5.00	—	263	19.00	15.00	15.00	—
116	4.50	5.00	—	264	19.00	15.00	15.00	—
117	4.50	5.00	—	265	19.00	15.00	15.00	—
118	4.50	5.00	—	266	19.00	15.00	15.00	—
119	4.50	5.00	—	267	19.00	15.00	15.00	—
120	4.50	5.00	—	268	19.00	15.00	15.00	—
121	4.50	5.00	—	269	19.00	15.00	15.00	—
122	4.50	5.00	—	270	19.00	15.00	15.00	—
123	4.50	5.00	—	271	19.00	15.00	15.00	—
124	4.50	5.00	—	272	19.00	15.00	15.00	—
125	4.50	5.00	—	273	19.00	15.00	15.00	—
126	4.50	5.00	—	274	19.00	15.00	15.00	—
127	4.50	5.00	—	275	19.00	15.00	15.00	—
128	4.50	5.00	—	276	19.00	15.00	15.00	—
129	4.50	5.00	—	277	19.00	15.00	15.00	—
130	4.50	5.00	—	278	19.00	15.00	15.00	—
131	4.50	5.00	—	279	19.00	15.00	15.00	—
132	4.50	5.00	—	280	19.00	15.00	15.00	—
133	4.50	5.00	—	281	19.00	15.00	15.00	—
134	4.50	5.00	—	282	19.00	15.00	15.00	—
135	4.50	5.00	—	283	19.00	15.00	15.00	—
136	4.50	5.00	—	284	19.00	15.00	15.00	—
137	4.50	5.00	—	285	19.00	15.00	15.00	—
138	4.50	5.00	—	286	19.00	15.00	15.00	—
139	4.50	5.00	—	287	19.00	15.00	15.00	—
140	4.50	5.00	—	288	19.00	15.00	15.00	—
141	4.50	5.00	—	289	19.00	15.00	15.00	—
142	4.50	5.00	—	290	19.00	15.00	15.00	—
143	4.50	5.00	—	291	19.00	15.00	15.00	—
144	4.50	5.00	—	292	19.00	15.00	15.00	—
145	4.50	5.00	—	293	19.00	15.00	15.00	—
146	4.50	5.00	—	294	19.00	15.00	15.00	—
147	4.50	5.00	—	295	19.00	15.00	15.00	—
148	4.50	5.00	—	296	19.00	15.00	15.00	—
149	4.50	5.00	—	297	19.00	15.00	15.00	—
150	4.50	5.00	—	298	19.00	15.00	15.00	—
151	4.50	5.00	—	299	19.00	15.00	15.00	—
152	4.50	5.00	—	300	19.00	15.00	15.00	—
153	4.50	5.00	—	301	19.00	15.00	15.00	—
154	4.50	5.00	—	302	19.00	15.00	15.00	—
155								

Ainsi que nous l'avons signalé dans le N° 429, l'analyse du livre de M. C.H. Delaleu : « L'Optimisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques » nous a valu un droit de réponse de la part de l'auteur et de son éditeur, lettres que nous publions bien volontiers, avec, comme il est d'usage, l'appréciation de notre bibliographe.



Note de l'éditeur en préambule

La paille est dans l'œil du voisin... ou : La critique est facile... ou : L'arbre qui cache la forêt... etc., etc.

Combien d'autres proverbes, voire de réflexions d'auteurs célèbres pourraient allonger l'intertitre de ces propos que j'ai voulu voir figurer dans ce droit de réponse en préambule à celui de l'auteur, droit de réponse que nous a accordé volontiers et avec beaucoup de fair play notre confrère, éditeur de ce journal, que je tiens à remercier et saluer d'entrée !

J'ai lu comme vous-même, cher lecteur, les critiques du type « volée de bois vert » de M. Charles Pannel, sur l'ouvrage que la maison d'édition que je dirige a publié il y a quelques mois et dont l'impact et le succès de vente prouvent que d'une part le sujet était nouveau et intéressant, et d'autre part qu'à cet égard le bouche à oreille louangeur avait fonctionné...

Or cette critique est tombée comme ça, d'humeur peut-être, car chatouillant avec une certaine délectation la moindre coquille et la moindre non-conformité de signe typographique, mais elle s'acharne, ce qui est plus grave, à l'aide de quelques contre-vérités, sur une page et demie — s'il vous plaît — sur cet

ouvrage. Que d'heures perdues en pêche à la ligne de la paille ! Et puis connaissant l'âge de l'auteur et celui de son juge, comment ne pas réagir ? Savez-vous que malgré ses diplômes et son expérience dans la profession de l'acoustique, l'auteur a 26 années, alors que son juge en a près du double et n'a, à notre connaissance, d'ailleurs jamais rien écrit, hors les articles dans la presse spécialisée mensuelle. En effet l'art est bien plus difficile que la critique, et nous lui signalons que dans la page 92 de cette critique figure « ADS » en nom et place de « AOS » — la paille et la poutre c'est également bien connu —.

J'aurais apprécié, à toutes fins utiles en ce qui me concerne, et accepté d'ailleurs même si elle était sévère, une critique qui fut constructive. Ainsi il eut été constructif de déplorer telle habitude en ce qui concerne les unités de valeur par exemple, mais fallait-il encore préciser que cette habitude déplorable n'était pas le seul fait du livre de Charles-Henry Delaleu mais qu'elle était aussi le fait de certains articles du journal très sérieux de l'AES (qui cite les travaux de l'auteur d'ailleurs). Mais hélas,

comme vous, attendons-nous trop des critiques, car peut-être pour certains, parfois, il est plus important de s'étendre sur un « n » qui manque au nom propre de Lehmann ainsi que sur un « k » qui malencontreusement remplace le « h » dans l'orthographe de Mac Lachlan, en omettant (nous le supposons involontairement) de signaler que ce livre malgré tout offre 222 pages de lecture passionnante. Ainsi en va-t-il donc de l'arbre qui cache la forêt.

Je laisse la parole à l'auteur pour qu'il s'exprime à son tour en le félicitant une fois de plus pour son ouvrage et en l'assurant que ce dernier valait vraiment la peine d'être édité comme d'ailleurs d'autres critiques l'ont signalé.

Pour lui je citerai en manière de consolation Francis Blanche qui se plaisait à dire : « La caravane passe, les aigris restent ».

L'éditeur,
Edouard PASTOR

• Le point de vue de l'auteur •

Chers lecteurs, c'est après avoir parcouru les trois pages titrées « Errata » dans le numéro de juillet dernier (n° 428) de Radio-Plans que j'ai eu le plaisir de lire un long article intitulé « Bibliographie ».

1. L'histoire de « L'optimisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques » est assez ancienne et commence à la même époque que la commercialisation du haut-parleur de Rice et Kellogg en 1926 par la Thomson Houston, en effet, dans les laboratoires américains de la Bell System, Messieurs Wenthe et Thurais allaient jeter les premières bases de l'optimisation du haut-parleur. Des méthodes de mesure seront à cette époque très affinées par Théodore Osmer. Ces études seront suivies par de véritables bibles en la matière écrites par Messieurs Mac Lachlan et Olson. Puis viendront les travaux de Messieurs Wilchur et surtout de James F. Novak qui allait établir les premières bases mathématiques de l'optimisation des enceintes closes et bass-reflex. Ces travaux seront affinés par A.N. Thiele puis Richard H. Small.

2. Il est exact que l'apparition de l'ordinateur dans les laboratoires d'électro-acoustique allait permettre d'élargir cette approche, mais il convient de dissocier la partie des basses fréquences (20 → 200 Hz), des fréquences médiums et aiguës (200 → 20 000 Hz). Une simulation du fonctionnement d'un transduc-

teur n'a rien à voir avec les travaux de Thiele et Small édités dans le journal de l'AES, dès que l'on franchit le cap des petits signaux, et surtout la fréquence de 200 hertz. Dès lors on ne peut accepter certains travaux comme de la conception assistée par ordinateur, mais plutôt comme du contrôle assisté par ordinateur, ce qui est une approche rigoureusement différente et le cas de certains exemples cités dans l'article de Monsieur Pannel.

3. Il est impossible de nos jours de prétendre écrire un document qui traiterait de l'optimisation complète d'un système de reproduction électro-acoustique (haut-parleur, enceinte). En effet un tel travail nécessiterait plusieurs milliers de pages et serait incompréhensible pour la majorité des lecteurs. Le livre « L'optimisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques » en regroupe les bases générales.

4. Il n'y a pas que les étrangers qui soient capables d'étudier l'optimisation des haut-parleurs. En ce qui me concerne, cela fait maintenant près de six ans que j'étudie ces problèmes passionnants en collaboration avec de nombreuses personnes dignes d'une grande confiance (CEA - IRT - Bruel & Kjaer - Hewlett-Packard - ENST - CNAM - LNE, ainsi que plusieurs universités). Mais je ne suis pas le seul et surtout pas le premier. De nombreuses sociétés françaises possèdent des ordinateurs et des bancs de mesures tout à fait aptes

à de telles investigations, et elles n'hésitent pas à s'en servir (Audax, Cabasse, Elipson, Siare, etc.).

5. Normalisation des systèmes d'unités. Je ne pense pas avoir le même âge que Monsieur Pannel, et en ce qui me concerne, je n'ai pas le souvenir d'avoir transpiré en Terminal sur les systèmes d'unités. Il est vrai que j'ai passé mon bac il n'y a pas dix ans et que ces problèmes n'étaient plus à l'ordre du jour. Toutefois il est regrettable que la normalisation des systèmes d'unités n'ait pas fait tâche d'huile sur l'ensemble de la planète et qu'il soit très fréquent aux auteurs techniques d'utiliser simultanément les unités françaises et anglaises. Nous sommes loin du MKSA.

6. Pour ce qui est des filtres, il est vrai qu'un seul chapitre ne peut suffire à traiter l'ensemble du problème (très controversé d'ailleurs), mais mieux vaut ne pas utiliser un « handbook » si c'est pour écrire un article sur le sujet dans une revue technique à grand tirage comportant une erreur de fond énorme comme l'a fait un certain monsieur il y a quelques années...

7. Les fautes d'orthographe, de noms écorchés, s'agit-il d'un livre de français ? d'un livre technique ? Pauvres opérateurs qui, huit heures par jours, œuvrent sur des machines à typographie, passant d'un article à l'autre sans même le comprendre. Pardon, pardon Monsieur Lehmann.

8. Faire dire à G.A. Briggs l'inverse de ce qu'il a écrit. Pour affirmer cela il aurait fallu lire le manuscrit du livre, et surtout l'article de L'Audiophile n° 15 « Lutte contre les vibrations parasites dans les enceintes acoustiques », de C.H. Delaleu qui, paru trois ans auparavant, reprend scrupuleusement les termes de G.A. Briggs. Négligence coupable ? Sûrement pas, car 14 pages du livre sont dans la philosophie de G.A. Briggs. Un mot mal typographié n'efface pas 14 pages. Les professionnels appellent cela une coquille.

9. L'auteur écrit comme un ordinateur. L'ordinateur serait-il incompréhensible ? Il est vrai que je viens de passer plusieurs mois à compiler de très nombreux programmes pour une grande société d'électro-acoustique française et de réaliser des logiciels avec la société Hewlett-Packard.

10. Compliance acoustique en m²N au lieu de m²/N, tiens une belle étourderie. Il est vrai que certains ne font jamais d'erreur... Près de 450 équations dans ce livre, la tolérance n'est-elle pas acceptable ? Non jamais car le hasard et la fatalité ne peuvent tout expliquer et encore moins justifier...

11. Incomptabilité entre les grandeurs. Pauvre Richard H. Small qui, dans ses écrits, passe en quelques lignes des dm³, cm³, pieds carrés. Il est vrai qu'un volume d'enceinte ne peut se calculer en plusieurs unités. Richard H. Small n'écrit jamais d'équation sans unité.

Oh quelle horreur, il en a écrit des dizaines de la sorte.

12. Des abaques directement tirées des articles de R.H. Small. Il est exact que certaines d'entre elles ont été réalisées par ce dernier. De là à les traiter d'inexploitables, ce n'est pas aimable pour le célèbre auteur. La compréhension de ces abaques n'a, semble-t-il, pas effrayé des adolescents. Par contre de là à lui donner la propriété de toutes les abaques, c'est aller beaucoup trop loin. Messieurs Augris, Santens et Delaleu seraient-ils les pseudonymes de Small ?

13. Des programmes ADS. En ce qui me concerne, je ne connais pas de programme ADS, Texas non plus d'ailleurs. AOS ? Nul n'est à l'abri des coquilles, n'est-ce pas ?

14. L'auteur ne tient pas compte de l'impédance variable d'un haut-parleur dans la réalisation d'un filtre, mais alors qui a écrit page 74 « Un filtre est calculé et mis au point en fonction de l'impédance des haut-parleurs chargeant celui-ci » ?

15. Acoustique générale : H. Bouasse. Certains connaissent les 45 volumes consacrés à la physique par cet auteur, d'autres ne connaissent pas le livre écrit par cet auteur en 1926, intitulé : « Acoustique générale ». Non ce n'est pas un fantôme, il est bien aligné parmi de nombreux livres dans ma bibliothèque.

16. Références erronées. Décidément les

membres de l'AES sont à l'honneur. En ce qui me concerne j'ai relevé une erreur et non quatre, ah oui ! Ces documents m'ont été directement envoyés par le Bureau Européen de l'AES ; leur photocopieur ferait-il des erreurs ?

17. Publications de C.H. Delaleu. Ces publications sont-elles honteuses ? Certaines sont citées en référence dans une bibliographie de l'AES... J'oubliais, j'ai écrit deux articles dans une revue dont Monsieur Pannet est rédacteur en chef adjoint. Mais il est exact que le nombre d'articles écrits dans la maison d'édition concurrente à la sienne est infiniment plus nombreux. Mais je respecte profondément Monsieur Pastor et Monsieur Ventillard. Je remercie d'ailleurs ce dernier qui n'a vu aucune objection à ce que je fasse cette mise au point.

18. Erreurs bibliographiques. Est-il vrai qu'un rédacteur en chef adjoint ait pu faire une erreur bibliographique sur sa propre revue en janvier 1983 ?

19. Curiosité insolite. Certains professeurs d'université et des grandes écoles sont bizarres, aujourd'hui ils félicitent les auteurs de curiosité insolite... Mais dans quel monde vivons-nous ?

Chers lecteurs, j'espère que ces nombreuses lignes n'auront pas perturbé votre quiétude, et vous souhaite de bonnes vacances.

Charles-Henry DELALEU

• Réponse à l'éditeur •

Traditionnellement, seuls les auteurs des écrits mis en cause — après une critique bibliographique par exemple — bénéficient d'un droit de réponse. Néanmoins, nous avons volontiers donné notre accord afin de permettre à M. Edouard Pastor, éditeur, de s'exprimer quant au contenu du livre analysé, non seulement parce que nous lui devons le respect au bénéfice de l'âge mais surtout en espérant que, ce droit lui étant accordé, il ait le bon réflexe de s'informer auprès de personnes à la fois qualifiées et sans passion, de la teneur du livre lui-même. Et peut-être aurait-il alors nuancé ses propos, peut-être même aurait-il renoncé à nous écrire...

Si nous sommes déçus, c'est que les choses se sont déroulées d'une manière toute autre et qu'il semble que M. Edouard Pastor s'en soit tenu à la seule défense que lui a présentée C.H. Delaleu ; pourtant M. Edouard Pastor ne manque pas, dans son entourage, de personnes qui auraient pu lui donner un avis plus autorisé et impartial (nous pensons, en particulier et entre autres, à M. Pierre Gilotiaux, Ing. ESE, qui a été longtemps un collaborateur des Editions Fréquences et qui présente toutes les qualités et garanties pour cela). Il ne l'a pas fait et de la façon dont il argumente, il

apparaît que la lettre de C.H. Delaleu — celle-ci vraisemblablement bien plus destinée à convaincre M. Edouard Pastor que nous-mêmes — a suffi, à elle seule, à former le jugement de son éditeur.

Si M. Edouard Pastor avait eu la moindre idée quant au véritable contenu du livre, il n'en serait certes pas à faire état de « 224 pages passionnantes » et à rechercher pour cet ouvrage, et dans les colonnes de « Radio-Plans », la publicité gratuite que représente en partie sa réponse, une publicité gratuite qui ne peut apparaître, à nous qui savons, que dérisoire et à double tranchant.

Nous ne pouvons que déplorer qu'à l'occasion de cette réponse, le « Journal de l'AES » soit mis insidieusement en cause. Pourquoi rester dans « le flou » et ne pas citer et les articles et les auteurs incriminés ; autrement dit, pourquoi ne pas apporter la preuve de ce qui est avancé on ne peut plus légèrement parce que sans justificatif ? Pour notre part, nous ne pouvons que dissocier les errements de C.H. Delaleu et le JAES (exception faite des nombreuses figures directement extraites de ce dernier pour prendre place dans le livre du jeune auteur) et puisque M. Edouard Pastor semble particulièrement friand de dictons et

proverbes, nous lui proposons volontiers celui-ci : « On ne mélange pas les torchons et les serviettes ».

Il nous est également reproché de ne pas être constructif. Il nous est donc agréable, pour compenser heureusement cette lacune, de suggérer — respectueusement — à M. Edouard Pastor, éditeur, la prochaine fois qu'il envisagera de publier un livre, d'opérer comme nombre de ses confrères, c'est-à-dire : — D'abord de soumettre le manuscrit à un comité de lecture responsable, ce qui lui permettra très vite d'avoir une idée de la valeur de l'ouvrage.

— Ensuite de faire relire les épreuves avant de procéder à l'impression.

En agissant de la sorte, il y a très peu de chances pour que, le livre achevé, un fascicule d'errata s'impose de façon aussi impérative que pour celui qui a fait l'objet de notre analyse.

Pour le reste, nous laissons juges les lecteurs qui, ayant pris la peine de consulter l'ouvrage de C.H. Delaleu, n'ont pas manqué d'y trouver, non seulement les erreurs que nous avons signalées mais, hélas, bien d'autres encore.

• Réponse à l'auteur •

La réponse de C.H. Delaleu nous apprend, a priori, qu'il ne faut pas désespérer de lui dans la mesure où il montre qu'il possède, à la fois, une certaine maîtrise dans l'art de l'esquive et une bonne connaissance du dégagement en touche. Il sait aussi que, quelquefois, la meilleure défense c'est l'attaque ce qui l'amène, d'entrée, à développer des arguments captieux qui visent plus à essayer de mettre en difficulté et la critique bibliographique et la revue qui lui a ouvert ses colonnes qu'à aborder le véritable sujet : le contenu de

son livre. Quand il adopte une telle démarche, C.H. Delaleu pratique allégrement l'allusion fallacieuse et obscure, n'hésitant même pas à mettre en cause d'autres confrères et des constructeurs. Quoi qu'il en soit, et malgré le manque de clarté de quelques accusations, nous allons tenter de répondre avec précision à ces assertions incertaines.

Tout d'abord, nous avons écrit — nous le rappelons : « Nous savons, bien sûr, que nous ne sommes personnellement ni à l'abri des coquilles, ni même des imprécisions et équi-

voques, le tout est de savoir faire en sorte de ne pas dépasser les limites du raisonnable... » C'était pourtant clair. Nous n'avons ni la vanité ni la naïveté de penser que des erreurs ne se glissent pas dans nos textes et nous sommes d'autant plus vigilants sur le contenu de nos écrits que les impératifs de dates précises de fabrication et de sortie d'un périodique ne sont pas ceux d'un livre. Quand, malgré tout, cela se produit et que nous nous en apercevons (à moins qu'un de nos lecteurs ne nous le signale), l'honnêteté la plus élémentaire

vis-à-vis de ceux qui nous lisent se traduit par la publication d'un rectificatif et parfois d'un complément d'informations. Cette coquille (13) — ADS au lieu de AOS — a, semble-t-il, été une véritable bénédiction tant pour C.H. Delaleu que pour son éditeur. Voilà le rectificatif fait. Par ailleurs, nous reconnaissons de bonne grâce que, dans le numéro de janvier 1983 du « Haut-Parleur », parmi une liste de références bibliographiques données à la suite d'un article, une date s'est révélée inexacte. La rectification a été faite dans l'article suivant, comme le veut notre souci du respect du lecteur. Nous sommes, vraisemblablement, concernés par le (6) mais l'allusion reste vague et imprécise et, malgré notre bonne volonté, nous sommes bien en peine pour répondre pour la simple raison que nous ne voyons pas de quoi il s'agit. Ce (6) nous permet toutefois de constater avec quelle maestria C.H. Delaleu a escamoté le problème posé par son chapitre sur les filtres et met, en outre, le doigt sur un des aspects de sa propre philosophie s'agissant de ses lecteurs. Au contraire de C.H. Delaleu, nous serons clairs et nets.

Rappelons pour mémoire que ce chapitre comporte 4 formules fondamentales fausses. Compte tenu de (17), nous nous sommes penchés sur quelques-unes des publications de C.H. Delaleu pour y découvrir que le chapitre sur les filtres avait fait l'objet de 2 articles préalables dans une revue issue des mêmes éditions que le livre (« LED », N° 1, Octobre 1982, pp. 29-32 et « LED », N° 2, Novembre 1982, pp. 68-73). Or si ces articles comportent quelques erreurs de moins que le livre, ils n'en font pas moins état de formules erronées pour la capacité C_3 et l'inductance L_1 d'un filtre pour haut-parleurs à 18 dB/octave. L'erreur sur C_3 se perpétue dans toutes les valeurs pratiques qui en découlent et qui sont livrées, sous forme de tableau, pour différentes fréquences de coupure ; nous la retrouverons même sur le schéma de principe qui accompagne une réalisation proposée. Pour L_1 , curieusement, le tableau donne les bonnes valeurs pratiques, mais le schéma de principe de la réalisation revient à une valeur fautive. Nous avons donc une inductance L_1 double (0,6 mH au lieu de 0,3 mH) et une capacité C_3 moitié (2,2 μF au lieu de 4,4 μF) des valeurs convenables pour cette réalisation. Aucun rectificatif, à notre connaissance, n'a attiré, par la suite, l'attention des lecteurs qui avaient tenté l'aventure de la concrétisation pratique de ce filtre avec les résultats que l'on devine aisément. Qui plus est, C.H. Delaleu a repris intégralement, dans son livre, l'ensemble des tableaux numériques et schémas en y ajoutant des schémas d'implantation des composants de la réalisation précitée, schémas réduits à une échelle non précisée ! Bel embrouillis en vérité ! Qui donc a parlé de « publications honteuses » ?... C'est pourquoi nous pensons plus que jamais qu'il est préférable, pour les filtres, de consulter un « hand-book » en qui on peut avoir toute confiance plutôt que d'aller chercher une recette problématique ailleurs. Et il est bien certain que, compte tenu de l'état d'esprit que révèle un tel comportement, nous préférons voir C.H. Delaleu proposer sa prose technique à un autre éditeur que le nôtre.

Après avoir répondu à ce que nous considérons comme des diversions extérieures au livre lui-même — diversions créées par C.H. Delaleu, mais qui nous ont cependant ramenés au livre — nous sommes à même de répondre à la lettre de C.H. Delaleu en ce qui touche son ouvrage.

1. Nous ne comprenons pas — mais c'est un détail — pourquoi certaines célébrités sont des « messieurs » et d'autres non. Si, par optimisation, l'auteur entend l'amélioration d'un produit — haut-parleur, enceinte ou filtre — il énonce une lapalissade en écrivant que l'optimisation commence avec la commercialisation du premier haut-parleur électrodynamique. Au sens qu'il emploie, l'optimisation a commencé dès le début des années 20 dans les laboratoires de la Bell et de la General Electric ; et même, s'agissant des pavillons, on peut dire que cela a débuté bien avant. Mais c'est la prise de conscience de la généralité des synthèses proposées par A.N. Thiele, J. Benson et R.H. Small qui a été le levier moteur de l'approche moderne des études sur les enceintes acoustiques commerciales, pour ce qui est du bas du spectre sonore.

2. Nous sommes ravis de voir que C.H. Delaleu nous rejoint, même s'il passe sous silence, dans son livre, les méthodes actuelles que sont l'holographie, l'interférométrie laser, l'emploi de la transformation de Fourier rapide... le tout en conjonction avec l'ordinateur, pour optimiser l'ensemble électroacoustique sur toute l'étendue du spectre. Par contre nous ne sommes pas du tout d'accord en ce qui concerne la dernière phrase. L'accusation est grave et met en cause — de façon évasive, cela devient une habitude — des constructeurs en minimisant leurs travaux. Mis à part Kef, dont les recherches sont bien connues, nous avons visité une ou plusieurs fois les usines et laboratoires des firmes que nous mentionnons comme exemples (Altec, Bang & Olufsen, B & W, Electro-Voice, Kef, JBL) ; nous avons exposé, dans diverses revues, ce que nous avons vu et nous ne sommes pas nécessairement les seuls à l'avoir fait. Si C.H. Delaleu n'est pas d'accord sur la réalité des recherches — recherches qu'il ravalait à des opérations de contrôle — que mènent certaines de ces firmes, qu'il ait au moins le courage de les citer de façon précise au lieu de jeter, fallacieusement, le discrédit sur quelques-unes — lesquelles ? — d'entre elles.

3. Même 224 pages peuvent, parfois, être incompréhensibles à une majorité de lecteurs ; alors, plusieurs milliers...

4. Nous ignorions, en mentionnant l'Europe, que la France n'en faisait pas partie ; d'autre part, nous n'avons jamais douté de l'aptitude de quelques firmes françaises à mener à bien l'optimisation des haut-parleurs. Au cours de ces derniers mois, nous avons pu voir ce que réalisait Cabasse et pensons être à même de visiter Audax, Siare (et peut-être Focal) avant la fin de cette année. Par ailleurs, tant mieux si de nombreuses personnes dignes d'une grande confiance collaborent avec C.H. Delaleu, cela dit en espérant qu'il ait offert un exemplaire de son ouvrage à la plupart d'entre elles : nous ne doutons pas de leur avis si ces personnes sont compétentes dans le domaine qui nous préoccupe.

5. 10. 11. Le MKSA, système légal en France depuis le 20 mai 1961, a été adopté par les USA et la Grande-Bretagne, entre autres, par la suite. En ce qui concerne ces derniers, le passage au nouveau système se fait progressivement et dans la vie de tous les jours comme au stade de la fabrication, il est encore coutume de s'exprimer en pouces, en pouces carrés, en pieds... Nous retrouvons donc dans les écrits des auteurs de ces pays des unités inhabituelles quand il s'agit de valeurs pratiques. Mais, et nous tenons énormément à ce

« mais », ces auteurs étrangers dont R.H. Small — même s'ils s'adressent à un public averti — ne manquent jamais de préciser et leurs notations et les unités qu'ils utilisent. Tant que ces auteurs conservent le système qu'ils ont choisi et défini, il n'est nul besoin qu'ils reviennent systématiquement sur ces données et le choix qu'ils ont fait. Toutefois, chaque fois qu'ils sont amenés à en changer, lors d'applications pratiques par exemple, ils ne manquent jamais de le signaler et de préciser les nouvelles unités (cm², dm², pouces, ...). Que demander de plus ? La démarche de C.H. Delaleu est toute autre (et ceux qui ont acquis son livre en savent quelque chose) et d'autant plus répréhensible que, tentant d'établir un formulaire pour un public plus large que celui du « Journal of AES », il ne précise pas, le plus souvent, en quelles unités doivent être exprimées les grandeurs qui entrent dans ses formules, ce qui ne manque pas d'être gênant pour ses lecteurs d'autant que, comme nous l'avons écrit, il fluctue entre 3 systèmes d'unités différents. Le chiffre de 450 formules dont il fait état nous semble exagéré, d'autant qu'à notre avis, il confond dans ce nombre formules et intermédiaires de calculs utilisés pour aboutir à celles-ci. Enfin signalons que plusieurs formules différentes peuvent évaluer la même grandeur. Par exemple, pages 30 et 31, et pour la pulsation ω d'un système mécanique oscillant du second ordre, le lecteur a le choix entre $\omega = \sqrt{k/M}$, $\omega = \sqrt{M/k}$ et $\omega = k/M$... Cela fait 3 formules différentes mais, bien entendu, des 3 proposées seule la première est juste et digne d'intérêt. Rien à voir, en définitive, avec ce que peut écrire R.H. Small qui se trouve mis en cause de façon on ne peut plus légère et inélégante...

Une coquille, pour un typographe, est assez semblable à une étourderie d'auteur dans un manuscrit. Un des points commun à l'une et à l'autre est leur caractère aléatoire. Aussi quand C.H. Delaleu invoque l'inattention pour :

- Au moins 42 fois kg.m⁴ pour la masse acoustique (au lieu de kg/m⁴).
- Au moins 42 fois m⁵/N pour la compliance acoustique (au lieu de m⁵/N).
- Au moins 40 fois m pour la résistance mécanique (au lieu de kg/s).
- Au moins 41 fois m.N pour la compliance mécanique (au lieu de m/N).

nous devons dire que, pas un seul instant, l'hypothèse de la distraction du scientifique ou du savant ne nous a effleurés. Au contraire, nous avons immédiatement opté pour une hypothèse beaucoup plus plausible, d'autant que nous y avons été prédisposés par un certain nombre de définitions savoureuses trouvées dès les premiers chapitres du livre, définitions dont nous ne pouvons donner qu'un aperçu ci-après :

« Lorsqu'un point se déplace à une vitesse constante, il est aisé d'en connaître sa longueur d'onde qui est égale au produit de la vitesse du son dans l'air (340 m/s) par sa période » (page 18).

« Une onde sphérique est une onde produite par une source ponctuelle dont les rayons se déplacent dans tous les sens » (page 20).

« Un générateur fournit de l'énergie électrique : c'est sa force électromotrice moins les pertes » (page 23).

« Un générateur est traversé par l'énergie électrique qu'il produit » (page 23).

« Tout condensateur isolé possède une capacité par rapport aux autres conducteurs » : suit la formule du condensateur plan ! (page 26).

« Condensateur en continu : le condensateur en continu est utilisé pour la régulation du courant. En effet, un condensateur se décharge beaucoup moins vite, qu'il ne se charge » (page 26).

6. Voir plus haut.

7. Sans commentaire...

8. Nous acceptons la coquille, tout en la regrettant.

9. Nous sommes toujours étonnés par la puissance et la rapidité des ordinateurs actuels. Toutefois, en attendant l'ère des ordinateurs pensants, annoncée pour la prochaine décennie, ceux dont nous disposons présentement se contentent de traiter ce qui est injecté à leur entrée, sans discrimination entre le bon grain et l'ivraie : formules fausses, unités « fantaisistes » se retrouvent obligatoirement en sortie, sur le « listing ». C'est pourquoi il est bon, pour quelques cas particuliers et en complément à un stage d'informatique, de suivre un cours de Mathématiques et de Physique préparatoires. La preuve ? Le programme n° 8 de la page 141 qui conduit à un résultat erroné pour la valeur du condensateur C3 parce que son auteur n'a pas introduit que de bonnes données. Et si l'ordinateur, pour le programme n° 5 de la page 138, sort des grandeurs chiffrées en unités « fantaisistes », c'est bien parce que l'auteur l'a voulu ainsi, en les introduisant lui-même à l'entrée.

12. La théorie de l'optimisation des enceintes acoustiques comporte dans ce livre 18 pages (pages 90 à 107) et 28 figures. Correctement développée cette partie aurait pu être très intéressante. Dans les faits, elle se révèle être un salmigondis de résultats, empruntés à divers auteurs, et qui sous la forme adoptée s'avère globalement incompréhensible, même à un lecteur possédant des bases sérieuses. Pour suivre ce qu'a voulu exposer C.H. Delaleu, il est indispensable de se reporter aux publications originales, d'un niveau élevé, ce qui est paradoxal pour un ouvrage qui vise un large public. Et c'est ainsi que l'on s'aperçoit que les 28 figures se répartissent en :

- 6 figures, toutes élémentaires, dues à C.H. Delaleu, essentiellement des coupes schématisées de divers types d'enceintes (fig. 74, 75, 81, 82, 90, 98).
- 3 réseaux de courbes universelles reprises de P. Augris et D. Santens et concernant l'enceinte à charge symétrique (fig. 99, 100, 101).
- 19 figures, dont 18 (courbes représentatives, courbes universelles et abaques) sont extraites des articles de R.H. Small dans le « JAES », directement pour la plupart. Parmi celles-ci, 5 sont inutilisables parce que non abordées dans le texte (fig. 77, 80, 84, 89, 90), 2 s'agrémentent en ordonnées de fonctions qui restent à définir (fig. 96 et 97) et pour 5 autres, à la fois grandeurs et unités sont absentes d'un, voire des 2 axes de coordonnées (fig. 76, 85, 91, 94, 95) ; la figure 85 a ceci de particulier que bien que les 6 courbes qu'elle représente soient reprises de Small, leur paramètre — des « alignements de Thiele » non évoqués, même une seule fois, dans l'ensemble de l'ouvrage... — a été changé au profit d'un autre sans la moindre explication. « Voyez comme je suis fort, moi, l'auteur puisque vous tous qui m'lisez n'y comprenez rien » semble être la

ligne directrice de C.H. Delaleu. La prédominance de Small comme source, indéniable tant dans l'illustration — même si aucune des figures (le plus souvent tronquées de précisions utiles et « bénéficiant », de surcroît, de légendes résumées à la traduction incertaine) n'est attribuée au véritable auteur — que dans les textes afférents avec de larges emprunts à lui et à son coauteur Garry Margolis, est cependant récompensée : dans ce chapitre, lui et Garry se voient cités une fois... pour 3 lignes de calculs (page 97) alors que des pages entières ont la même origine. Notons aussi pour l'enceinte à vent et venant pimenter la nébulosité, quelques formules dues à Snyder, que Jacques Mahul, de la Société Focal, a introduit et fait connaître en France. La 19^e figure a la son origine (ni l'un ni l'autre ne sont cités, même en bibliographie de fin d'ouvrage). Enfin, l'introduction de paramètres (δ , QL ...) non spécifiés ajoute à l'opacité du cloaque. En définitive, C.H. Delaleu, nouvel alchimiste, réussit à transformer des écrits scientifiques de très bonne facture en une mixture nauséabonde portant un nom bien précis (il est vrai qu'« enceinte acoustique » se désigne, chez les anglo-saxons, par le vocable « cabinet »). Admirable tour de force, en vérité, qui n'est pas à la portée de tout un chacun. En ce qui concerne les travaux de P. Augris et D. Santens ayant trait à l'optimisation d'une enceinte à charge symétrique, nous avouons que nous n'y avons rien compris et pour cause : ils se résument ici, sur moins de 3 pages, à une accumulation de formules et à 3 réseaux de courbes dont grandeurs et unités sont absentes des axes de coordonnées, ainsi que la valeur d'un des paramètres ! Aucun de ces auteurs n'est mentionné dans ces 3 pages et pourtant tout leur est « emprunté » (et de quelle manière !). Et ce n'est qu'en nous reportant à la publication originale de P. Augris et D. Santens après réception de la lettre de C.H. Delaleu que nous avons pu et comprendre et apprécier toute la qualité de leur étude. Il nous est alors venu un regret : que ces 2 auteurs n'aient pas traité eux-mêmes l'ensemble du livre. C'est bien dommage !

13. Voir ci-dessus.

14. « Dire » et « faire » sont 2 choses différentes. Si ce qui est écrit à la page 74 est exact, il est tout aussi vrai que les filtres proposés par C.H. Delaleu ne tiennent ni compte de la variation d'impédance des haut-parleurs, ni des différences d'efficacité toujours possibles de ces derniers. Bref, les filtres en question sont considérés comme fermés sur des résistances pures. Avions-nous écrit autre chose ?

15. Nous n'avons jamais mis en doute le fait que C.H. Delaleu possède un des sept tomes du traité d'acoustique de Bouasse (tome dont le titre exact est « Acoustique Générale : Ondes aériennes ») même si nous avons des raisons de douter, par contre, de l'assimilation du contenu de cet ouvrage par C.H. Delaleu. Mais nous nous sommes élevés contre l'absence systématique — le Bouasse n'était qu'un exemple — des noms d'éditeurs dans la liste des références bibliographiques. Or, cette liste doit permettre aux lecteurs intéressés — il y en a — de pouvoir passer facilement commande d'un ouvrage qui a retenu leur attention. Comment faire si le nom de l'éditeur est manquant ? Si, de plus, l'année de parution est précisée, cela n'en est que mieux : un ouvrage édité en 1926, par exemple, est presque à coup sûr épuisé et le lecteur sait alors que, s'il veut consulter le livre, il aura à se

déplacer dans une bibliothèque spécialisée plutôt que de perdre son temps en librairie (à moins que cette dernière fournisse des ouvrages d'occasion).

16. Nous donnons en annexe les références précises des publications de l'AES concernées. On pourra les comparer à celles de C.H. Delaleu. Mais pourquoi diable mettre en cause le bureau européen de l'AES et son photocopieur qui ne fournissent — et c'est bien normal — que ce qui est demandé et rien de plus ?

17. Effectivement, nous avons vu le nom de C.H. Delaleu annoncé à l'occasion d'une communication à l'AES (Préprint 1968 - D3 - Eindhoven 73^e Convention) : il s'agissait, en fait, des 14 pages, dans un article, reprenant la philosophie de G.A. Briggs comme le reconnaît lui-même C.H. Delaleu. On se perd en conjectures sur le fait que l'auteur de cette communication ne cite pas directement les sources...

18. Voir plus haut.

19. Habituellement, nous ne retenons pour nos analyses bibliographiques, ici ou ailleurs, que des livres nous ayant semblé dignes d'intérêt et susceptibles d'apporter quelque chose au lecteur sur le plan de la formation et de l'éducation. Pour une fois nous avons dérogé cette règle parce que — disons-le carrément comme nous le pensons — nous sommes tombés sur un ouvrage exceptionnellement mauvais, comme jamais nous n'en avions rencontré au cours de toute notre carrière et nous avons exposé, en toute franchise, ce que nous lui reprochons. En conséquence de quoi nous avons considéré le livre de C.H. Delaleu comme une curiosité d'autant plus insolite que son auteur avait osé le présenter à un éditeur et... que cet éditeur l'avait accepté. Que des Professeurs d'Université et de Grandes Ecoles aient pu féliciter P. Augris et P. Santens ne nous surprendrait guère : ces auteurs le méritent amplement. Mais que ces mêmes Professeurs aient pu apprécier le livre de C.H. Delaleu, voilà qui ne manque pas d'être étonnant... On remarquera qu'une fois de plus l'allusion de l'auteur se révèle vague et évasive sur un point précis et c'est pourquoi, bien que chacune des parties ait pu exprimer librement ses opinions ce qui clos le débat, nous sommes prêts à publier les noms et qualités de ces Professeurs... s'ils existent, à condition qu'ils aient pris connaissance du contenu du livre.

Ch. PANNEL

Bibliographie

- A.N. THIELE, « Loudspeakers in vented boxes. Part I », JAES. Vol. 19. N° 5, pp. 383-392 (May 1971) et « Loudspeakers in vented boxes. Part II », JAES. Vol. 19. N° 6, pp. 471-483 (June 1971).
- R.H. SMALL, « Closed-box loudspeaker systems. Part I : Analysis », JAES. Vol. 20. N° 10, pp. 798-808 (December 1972) et « Closed-box loudspeaker systems. Part II : Synthesis », JAES. Vol. 21. N° 1, pp. 11-18 (January 1973).
- R.H. SMALL, « Passive Radiator loudspeaker systems. Part I : Analysis », JAES. Vol. 22. N° 8, pp. 592-601 (October 1974) et « Passive Radiator loudspeaker systems. Part II : Synthesis », JAES. Vol. 22. N° 9, pp. 683-689 (November 1974).
- G. MARGOLIS et R.H. SMALL, « Personal Calculator Programs », JAES. Vol. 23. N° 6, pp. 421-441 (June 1981) et JAES. Vol. 23. N° 11, p. 824 (November 1981).
- Des photocopies de ces articles, ainsi que de nombre de ceux parus au JAES, peuvent être obtenues, contre des espèces trébuchantes et sonnantes, auprès du trésorier de la section française de l'AES :
- M. Jean-Claude THOBOIS, 28, rue Marx-Dormoy, 75018 PARIS. M. Jean-Claude THOBOIS est également à même de prendre les inscriptions et demandes d'adhésion à l'AES (joindre une enveloppe timbrée pour l'envoi des formulaires d'adhésion ou pour toute demande de renseignements).
- AES : Audio Engineering Society

Nomenclature générale de l'émetteur R/C à affichage digital

Nomenclature Têtes HF

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁ : 2,2 kΩ
 R₂ : Pot. 470 Ω
 R₃ : 56 kΩ
 R₄ : 100 Ω
 R₅ : 1 kΩ
R₆ : 47 Ω en 72
 22 Ω pour les autres
 R₇ : 4,7 kΩ
 R₈ : 1 kΩ
 R₉ : 47 Ω
 R₁₀ : 1 kΩ
 R₁₁ : 100 kΩ
 R₁₅ : 220 Ω
R₁₆ : 15 Ω en 72
 47 Ω pour les autres

2 connecteurs multiplex femelle
 5 broches

Selfs

L₁ : 10 μH
 L₂ : choc VK 200
 L₃ : 12 μH
L₄ : en 72, 10 spires 40/100 Ø 4 en l'air,
 pour les autres 113 CN2K781 ou 113 CN2K 1420, Lextronic
L₅ : en 72, 5 spires 40/100 Ø 4 en l'air,
 pour les autres même pôt que L₄
L₆ : en 72, 5 spires 40/100 Ø 4 en l'air,
 pour les autres mandrins de Ø 5 à noyau, 15 spires 30/100 en 40,35 ; 20 spires 30/100 en 27

TR₁, TR₂, TR₃ : 113 CN2K 509 ou 159

Transistors

T₁ : 2N4416
 T₂ : 2N3823
 T₃ : 2N2369
 T₄ : brochage prévu pour BD 137, 2N3553, PT3585

Diodes

D₁, D₂ : BB 105 Varicap

Condensateurs

C₁ : 1 pF, céramique
 C₂, C₂₆ : 1 nF, céramique
C₃ : 10 pF en 41, 72, 35
 22 pF en 27
 C₄ : 22 pF

C₂₇, C₅ : 10 nF
 C₆ : 4,7 pF
 C₇ : 47 nF
C₈, C₉ : 3,3 pF en 72
 15 pF en 40, 35
 27 pF en 27

C₁₀, C₁₁ : 47 nF
 C₁₂, C₁₃ : 0,1 μF
C₁₄ : 22 pF en 40, 35
 47 pF en 27
 82 pF en 72
C₁₅ : n'existe pas en 72
 3/30 pF CV pour les autres
C₁₆ : 47 pF en 72
 100 pF en 40, 35
 150 pF en 27

C₁₇ : 3/30 pF CV pour toutes les bandes
C₁₈ : 3/30 pF n'existe qu'en 72
C₁₉ : 33 pF en 72
 120 pF pour les autres
C₂₃ : 22 pF en 72
 68 pF pour les autres
C₂₅ : 4,7 pF n'existe qu'en 72 MHz
C₂₉ : 120 pF n'existe pas en 72

Option diviseurs

R₁₂ : 10 kΩ
 R₁₃ : 27 kΩ
 R₁₄ : 1 kΩ
 T₅ : 2N918
 C₂₄ : 220 pF
 C₂₈ : 0,1 μF

Option Down-Mixer

Résistances

R₁₇ : 470 Ω
 R₁₈ : 470 Ω
 R₁₉ : 470 Ω
 R₂₀ : 10 Ω

Condensateurs

C₂₀ : 1 nF
 C₂₁ : 22 pF
 C₂₂ : 22 pF
 C₃₀ : réglage entre 1 et 10 pF
 C₃₁ : 10 nF
 C₃₂ : 1 nF
 C₃₃ : 1,5 pF

Quartz

S₁ Q_z partiel 3 : 61440 en 72, 30720 en 40 et 35

Nomenclature carte synthé

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁ à R₁₁ : 47 kΩ
 R₁₂ à R₂₂ : 100 kΩ
 R₂₃ : 33 Ω
 R₂₄ : 100 kΩ
 R₂₅ : 39 kΩ
 R₂₆, R₂₇ : 33 kΩ
 R₂₈ : 330 Ω
 R₂₉ à R₃₃ : 100 kΩ
 R₃₄ : 470 Ω

Condensateurs

C₁, C₂ : 100 nF, MKH
 C₃ : 68 pF, céram.
 C₄ : 82 pF, céram.
 C₅ : 330 nF, MKH
 C₆ : 4,7 μF, tantale
 C₇ : 3,3 μF, tantale
 C₈, C₉ : 100 nF
 C₁₀, C₁₁ : 4,7 μF, tantale
 C₁₂ : 1 nF, MKH
 C₁₃ : 82 pF
 C₁₄ : 33 pF
 C₁₅, C₁₆, C₁₇ : 100 nF

Circuits intégrés

IC₁ : 27C16 ou 2716 EPROM
 IC₂ : MC145151 (Motorola)
 IC₃ : HEF 4030
 IC₄ : 74LS197
 IC₅ : 74LS00
 IC₆ : LM358 ou MC1458
 1 régulateur 7808
 1 régulateur 7805

Divers

1 bloc de 5 roues codeuses BCD
 3 interrupteurs DIL
 1 LED
 2 connecteurs multiplex mâle
 5 broches
 1 quartz 10 240 kHz (voir texte)

Remarque :

Des composants communs aux différentes têtes, seuls ceux soulignés changent de valeur d'une version à l'autre. Par ailleurs, vous remarquerez que certaines références disparaissent purement et simplement sur certaines implantations ; ceci parce que nous avons préféré faire une nomenclature commune et que certains composants sont inutiles sur certaines têtes.